

TRABAJO DE FIN DE GRADO

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AMPLIFICADOR EN CLASE D PARA APLICACIONES DE AUDIO



Memoria i Annexos

Autor: Macario Chib, Romà
Director: Conesa Roca, Alfonso
Convocatoria: junio 2019

Resum

L'objectiu d'aquest Treball de Final de Grau es el disseny, simulació i posterior implementació d'un amplificador de potència en classe D per a aplicacions en sistemes d'àudio. Per a tal fi, s'ha estudiat el funcionament teòric de les etapes que el formen i com estan relacionades entre elles. Un cop estudiat el seu funcionament, s'ha procedit al disseny teòric de cadascuna de les etapes que formen el sistema. A continuació, atenent a les limitacions del mercat i de pressupost, s'ha realitzat el disseny pràctic. Per a poder demostrar el correcte funcionament del sistema, s'ha simulat el disseny teòric mitjançant el software PSIM. Un cop obtingues les simulacions, s'ha muntat el prototipus en una placa de probes i posteriorment se n'ha realitzat la implementació.

Els amplificadors en classe D són cada cop més utilitzats en el camp de la electrònica portàtil degut a les prestacions que ofereixen, d'aquí que s'hagi considerat interessant realitzar un Treball de Final de Grau sobre ells. Així mateix, permet poder posar en pràctica molts dels coneixements adquirits durant el grau.

Resumen

El objetivo de este Trabajo de Fin de Grado es el diseño, simulación y posterior implementación de un amplificador de potencia en clase D para aplicaciones en sistemas de audio. Para tal fin, se ha estudiado el funcionamiento teórico de las etapas que lo forman y como están relacionadas entre ellas. Una vez estudiado su funcionamiento, se ha procedido al diseño teórico de cada una de las etapas que forman el sistema. A continuación, atendiendo a las limitaciones del mercado y de presupuesto, se ha realizado el diseño práctico. Para poder demostrar el correcto funcionamiento del sistema, se ha simulado el diseño teórico mediante el software PSIM. Una vez obtenidas las simulaciones, se ha montado el prototipo sobre una placa de pruebas y posteriormente se ha realizado su implementación.

Los amplificadores en clase D son cada vez más utilizados en el campo de la electrónica portátil debido a las prestaciones que ofrecen, por este motivo, se ha considerado interesante realizar un Trabajo de Fin de Grado sobre ellos. Así mismo, permite poner en práctica muchos de los conocimientos adquiridos durante el grado.

Abstract

The aim of this Final Degree Project is the design, simulation and subsequent implementation of a D class power amplifier for applications in audio systems. For this purpose, the behaviour of its stages has been studied. The way they interact with each other has also been analyzed. Once its behaviour has been studied, the design of each one of the stages that conform the system has been done. Then, attending to the market and budget limitations, the practical design has also been done. To prove the correct performance of the system, the practical design has been put under simulation. Once the simulations had been done, the prototype has been created.

Class D amplifiers are increasingly used in the field of the portable electronics due to its benefits. For this reason, I have considered interesting to carry out a Final Degree Project about them. Furthermore, it allows practicing the knowledge obtained during the degree.

Agradecimientos

Me gustaría hacer mención a distintas personas que me han ayudado en la confección de este trabajo, empezando por mi tutor Alfonso Conesa. Ha sido un gran guía en los temas más complicados de este proyecto.

Otro de los profesores a mencionar es el señor José María Huerta que me ha sido de gran ayuda en el diseño del sistema de regulación de mi dispositivo.

Por último y no menos importante, agradecer a todos mis compañeros que de una forma u otra, también han sido partícipes de este proyecto. El apoyo mutuo ha sido indispensable a nivel personal y académico.

Glosario

BW: *Band Width*

CMRR: *Common Mode Rejection Ratio*

HF: *High Frequency*

IC: *Integrated Circuit*

PCB: *Printed Circuit Board*

PSRR: *Power Supply Rejection Ratio*

PWM: *Pulse Width Modulation*

THD: *Total Harmonic Distorsion*

THD+N: *Total Harmonic Distorsion + Noise*

VAS: *Voltage Amplifier Stage*

Índice

RESUM	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
AGRADECIMIENTOS	IV
GLOSARIO	V
Origen del trabajo	1
Motivación	1
Requerimientos previos.....	1
1.-INTRODUCCIÓN	3
1.1.-Objetivos del trabajo	3
1.2.-Alcance del trabajo	4
2. INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA PARA AUDIO	7
2.1.-Naturaleza de la señal de audio	7
2.1.1.-Procesado analógico.....	8
2.1.2.-Procesado digital	8
2.2.-Amplificadores de potencia.....	9
2.2.1.-Características principales de los amplificadores de potencia	9
2.2.2.-Arquitectura de los amplificadores de potencia	11
2.2.3.-Clases de amplificadores de potencia	12
2.2.3.2.-Clase B	13
2.3.-La modulación PWM	18
2.3.1.-Generación de la señal PWM	18
2.3.2.-Principio matemático	19
2.4.-Distorsión	20
2.4.1.-Distorsiones lineales y no lineales	20
2.4.2.-Distorsión armónica total	20
2.4.3.-Distorsión por intermodulación	21
2.5.-Los sistemas realimentados	22
2.5.1.-Los efectos de la realimentación negativa	23
3.-EL AMPLIFICADOR EN CLASE D	24

3.1.-El amplificador teórico	24
3.2.-El amplificador real.....	26
3.2.1.-El amplificador como fuente conmutada.....	26
3.2.1.1.-Configuraciones posibles del convertidor	26
A.-Funcionamiento en medio puente	27
B.-Funcionamiento en puente completo	27
3.2.1.2.-Modelo en pequeña señal del convertidor	28
3.2.2.-Control del convertidor. Uso de la modulación PWM	30
3.2.2.1.-Modulación unipolar VS bipolar	31
A.-Modulación Bipolar.....	31
B.-Modulación Unipolar	34
3.2.3.-El filtro de salida.....	36
3.2.3.1.-El filtro básico LC	36
3.2.3.2.-Otras topologías de filtrado LC	37
3.2.4.-Pérdidas del convertidor	38
3.2.4.1.-Pérdidas estáticas.....	38
3.2.4.2.-Pérdidas dinámicas	39
4.-DISEÑO PRÁCTICO	41
4.1.-Pre-Amplificación y modulación	41
4.1.1.-Pre-Amplificación.....	41
4.1.2.-Modulación.....	42
4.1.2.1.-Cálculos y consideraciones en la etapa de modulación	43
4.2.-Drivers.....	46
4.2.1.-Cálculos y consideraciones en la etapa de modulación.....	47
4.3.-Etapa de potencia.....	49
4.3.1.-Cálculos y consideraciones en la etapa de potencia.....	50
4.3.2.-Pérdidas en la etapa de potencia	53
4.4.-Etapa de filtrado	55
4.4.1.-Cálculos y consideraciones en la etapa de filtrado	55
4.5.-Caracterización del sistema	57
4.5.1.-El compensador por avance de fase	61
4.6.-El lazo de realimentación	63
4.6.1.-Reducción de la señal de salida	63
4.6.2.-Conversión a tensión en referencia a masa	65
4.6.3.-Diseño del compensador por avance de fase	67
4.6.4.-El restador.....	73

4.7.-Etapa de alimentación.....	74
4.7.1.- Cálculos y consideraciones en la etapa de alimentación	75
4.7.2.-Consideraciones generales.....	79
5.-SIMULACIONES	80
5.1.-Etapa de pre-amplificación y comparación	80
5.2.-Etapa potencia	83
5.3.-Etapa de filtrado	84
5.4.-Etapa de reducción	86
5.5.-Etapa de conversión de diferencial a referencia a masa	88
5.6.-Etapa de compensado por avance de fase	89
5.7.-Etapa de restado.....	90
6.-PRUEBAS EN PROTOBOARD	93
6.1.-Etapa de alimentación.....	93
6.2.-Etapa de drivers	95
6.3.-Etapa de potencia.....	97
6.4.-Etapa de reducción.....	99
6.5.-Etapa de conversión a modo común	99
ANÁLISIS DEL IMPACTO AMBIENTAL	101
CONCLUSIONES	103
LÍNEAS DE FUTURO	105
7.-PRESUPUESTO Y ANÁLISIS ECONÓMICO	107
7.1.-Herramientas, material, equipos y componentes utilizados.....	107
7.2.-Costes del prototipo	112
7.3.-Costes de personal	115
7.4.-Producción de una tirada de mil unidades	116
BIBLIOGRAFÍA	117
ANNEXO A.-PLANIFICACIÓN TEMPORAL DEL PROYECTO	121
ANNEXO B.-PLANOS DEL PROTOTIPO	122
ANNEXO C.-LAYOUT DEL PROTOTIPO	123

Origen del trabajo

La idea de realizar este trabajo me vino a la mente durante el séptimo cuatrimestre del grado, cuando cursaba la asignatura de “*Electrónica per a Audio i video (820242)*”. Desde hacía ya tiempo me interesaba mucho la electrónica que había detrás de los equipos de audio y fue en esa asignatura dónde empecé a aprender sobre este campo.

De todos los tipos de amplificadores que había, me fijé en la clase D, debido a sus prestaciones y a que son de los más utilizados en la actualidad.

Motivación

Como he comentado, la electrónica detrás de los equipos de audio me interesaba ya desde hacia tiempo. El hecho de poder elegir tema para el Trabajo de Fin de Grado me hizo especial ilusión ya que podría poner en práctica muchos de los conceptos que había aprendido durante la carrera, especialmente en el último año en las asignaturas optativas.

Por otra parte, el hecho de poder empezar a crear prototipos de equipos de audio para mis propias finalidades fue también una gran motivación a la hora de realizar este proyecto.

Requerimientos previos

Aunque no aparezcan demasiados conceptos específicos de la electrónica para audio, es recomendable que el lector tenga, por supuesto, una formación básica en el análisis de circuitos electrónicos y las características básicas de los elementos que los conforman.

Esto conocimientos son:

- Estructura y circuitos básicos con transistores de efecto de campo MOSFET
- Estructura y circuitos básicos con amplificadores operacionales
- Diseño y análisis de filtros pasivos
- Análisis de sistemas de control, funciones de transferencia y circuitos realimentados
- Conocimientos básicos de electrónica de potencia, analógica y de técnicas de control.

Por otra parte, se deja a modo de consulta en la parte final de este informe, una serie de libros y artículos que he considerado interesantes consultar para la completa comprensión de este informe.

1.-Introducción

Todos los dispositivos electrónicos que nos rodean están constantemente trabajando con señales eléctricas de magnitudes muy pequeñas ya que, si estas fueran elevadas, las pérdidas y dimensiones de los dispositivos serían voluminosas.

El problema surge cuando se quiere convertir estas señales al dominio físico. Al ser de una magnitud tan pequeña, serían imperceptibles para el ser humano.

Es ahí cuando aparece la amplificación. Se trata de un proceso de conversión de una señal de un valor muy pequeño a otro de mayor magnitud para poder ser utilizada correctamente. En el campo de la electrónica para audio, la tarea de amplificación es de vital importancia ya que su finalidad es que las señales de audio puedan ser escuchadas por los humanos.

Hay quienes prefieren amplificadores analógicos frente a los digitales debido a su linealidad y robustez. Por otra parte, hay quien defiende los amplificadores digitales por sus escasas pérdidas y pequeñas dimensiones.

Si nos centramos en los dispositivos portables, los amplificadores digitales son la mejor opción, debido a su bajo consumo y a su reducido tamaño.

Dejando de lado a los nostálgicos de las válvulas de vacío, la electrónica para aplicaciones de audio va tendiendo hacia el lado digital, dejando lo analógico en segundo plano, solo en aquellas etapas donde se requiere una gran linealidad.

1.1.-Objetivos del trabajo

El principal objetivo de este trabajo es el estudio y diseño de un prototipo de amplificador en clase D que cuente con las siguientes etapas:

- Etapa de pre-amplificación y modulación
- Etapa de potencia
- Etapa de filtrado
- Etapa de regulación

Al ser un amplificador digital, se espera que sea eficiente, estable, de reducido tamaño y con audio de buena calidad. Es por esto, que se plantean las siguientes especificaciones que deberá cumplir el prototipo a diseñar:

- Potencia de 30W
- Una eficiencia igual o superior al 95%
- Un lazo de regulación que permita estabilizar el sistema
- Un THD+N extremadamente bajo, inferior al 1%
- Sonido de calidad
- Costes de fabricación reducidos

Para llevar a cabo estos objetivos, será necesario utilizar los conocimientos adquiridos en las siguientes asignaturas de la titulación.

- Electrónica analógica
- Electrónica de potencia
- Electrónica Digital
- Regulación automática
- Técnicas de control
- Electrónica para audio y video

Por otra parte, se desea trabajar y perfeccionar las competencias genéricas transversales del grado, como pueden ser:

- Aprendizaje autónomo
- Uso solvente de los recursos de información
- Comunicación eficaz oral y escrita

Por último, a parte de los que se han mencionado anteriormente pero no menos importantes tenemos los siguientes objetivos:

- Gestión de un proyecto de ingeniería
- Conocer y aplicar normativas
- Redactar textos con la estructura adecuada
- Capacidad de valorar el coste económico de las diferentes tareas que implica el trabajo

1.2.-Alcance del trabajo

El proyecto trata del diseño simulación y posterior implementación de un amplificador de audio de potencia en clase D. Se realizará un diseño de las tres etapas principales

(Modulación, potencia y filtrado) y se realizará también el diseño de un lazo de regulación basado en realimentación negativa por avance de fase.

2. Introducción a la electrónica para audio

2.1.-Naturaleza de la señal de audio

El sonido, es un fenómeno que involucra la propagación de ondas elásticas, a través de un medio físico. Las ondas que los humanos podemos percibir consisten en variaciones en la presión del aire, que posteriormente se convierten en ondas mecánicas en el oído humano.

La propagación del sonido es similar al efecto de cuando tiramos un objeto al agua, este produce unas ondas que se expanden en todas direcciones hasta atenuarse por completo.

Como cualquier onda, cada sonido tiene una serie de características que lo diferencian de los demás. Las más importantes son frecuencia y amplitud.

La frecuencia es una magnitud que mide el número de repeticiones de un suceso periódico por unidad de tiempo.

La amplitud es una magnitud que expresa la variación máxima en cualquier tipo de onda. En una onda acústica, esta magnitud hace referencia a la intensidad con la que percibimos un sonido.

Como se ha comentado anteriormente, existen muchos tipos de sonidos, existen de simples, formados por una única frecuencia, o complejos, formados por la suma de varias frecuencias. Estos últimos corresponden con la mayoría de sonidos con los que tratamos. Los humanos, podemos percibir el ancho de banda de frecuencias comprendido entre 20Hz y 20.000Hz aproximadamente, ya que con la edad este ancho de banda se va reduciendo. Este rango se conoce como espectro audible o campo tonal. Teniendo en cuenta lo anterior, podremos percibir aquellos sonidos cuyas componentes frecuenciales estén dentro de este margen.

Este rango de frecuencias, se puede dividir a su vez en tres sub rangos: graves, medios y agudos.

Los graves, corresponden a sonidos cuyas frecuencias están comprendidas entre 20Hz y 256Hz.

Los medios, son sonidos comprendidos entre 256Hz y 2kHz.

Los agudos, están comprendidos entre 2kHz y 20kHz

Por encima de los 20kHz están las denominadas ondas supersónicas, y por debajo de los 20Hz están las infra sónicas.

2.1.1.-Procesado analógico

Una señal analógica es cualquier señal continua, la variable de la cual, puede tomar cualquier valor en cualquier instante de tiempo. En la naturaleza, cualquier conjunto de señales que percibimos son analógicas: luz, energía, sonido etc.

En audio, las señales analógicas son las que se envían al altavoz y este hace la conversión electro-mecánica para que podamos escucharlas.

2.1.2.-Procesado digital

Una señal digital es un tipo de señal que solo puede tomar valores discretos (0 y 1 lógicos).

En audio, una señal de audio digital corresponde a una pista de audio donde la señal analógica original se ha codificado para poder trabajar adecuadamente con ella. Esta codificación consiste en una secuencia de valores enteros.

2.2.-Amplificadores de potencia

Un amplificador de audio de potencia o, simplemente, amplificador de potencia, es un tipo de amplificador electrónico que amplifica señales de audio de baja potencia, como por ejemplo, un receptor de radio o de una guitarra eléctrica, y lo eleva a un nivel de tensión apto para atacar altavoces o auriculares.

Podemos encontrar este tipo de amplificadores en todo tipo de dispositivos de audio, desde el equipo de sonido del salón hasta el teléfono móvil que llevamos en el bolsillo, pasando por la televisión o la radio del coche. También pueden ser encontrados en equipos de mayor complejidad, ya sean amplificadores de instrumentos de música, equipos de sonido profesional, etc [1].

La principal diferencia entre los ejemplos mencionados es la potencia con la que trabajan. Podemos encontrar desde amplificadores para móvil o mp3 de una potencia de 2W hasta equipos de sonido para conciertos de miles de vatios.

Otra forma de clasificar los amplificadores de potencia, es la topología o clase en que están contruidos. Así pues, podemos encontrar amplificadores en clase A, B, AB, D i un largo etcétera, los más importantes de los cuales, serán comentados y estudiados en mayor o menor profundidad en los apartados siguientes. [8]

El objetivo principal de estos amplificadores es el de suministrar a la carga conectada a su salida, una apreciable potencia con la menor distorsión posible y con un buen rendimiento

2.2.1.-Características principales de los amplificadores de potencia

A la hora de diseñar o escoger un amplificador de potencia, hay una serie de rasgos o características que determinarán su calidad. Según [1], las más importantes son:

Impedancia: Es la oposición a la circulación de corriente que presenta cualquier dispositivo o componente electrónico. Ésta debe ser de un valor elevado, del orden de $k\Omega$ porque, al tener la fuente de audio una impedancia de salida típica de 50Ω , si fuera pequeña circularían grandes cantidades de corriente.

Factor de amortiguación: Es la relación existente entre la impedancia nominal del altavoz a conectar y la impedancia de salida del amplificador. A mayor valor de este coeficiente, mejor respuesta presentará en cuanto a términos de eficiencia pero hay que vigilar que no sobrepase

un límite (normalmente de 200) en cuyo caso el amplificador estará débilmente protegido contra cargas de carácter inductivo y podría llegar a dañarse.

Potencia de salida: Hace referencia a la potencia eléctrica, no a la acústica. Se entiende como potencia eléctrica la cantidad de energía total que se suministra a la etapa de potencia.

Potencia máxima: Potencia máxima eficaz es la potencia real que se puede proporcionar a la etapa de salida durante un minuto, a una frecuencia de 1kHz sobre una impedancia nominal especificada por el fabricante.

Potencia máxima útil: La potencia máxima está limitada por la distorsión del equipo. Ésta, se expresa a un nivel de distorsión nominal. (1, 5, 10 %) por ejemplo.

Potencia de pico: También conocida como potencia musical, es la potencia de pico máxima que puede soportar el amplificador sin deteriorarse.

Relación señal-ruido: Este parámetro hace referencia a la relación voltaje residual que aparece en la salida (ruido) y la señal de audio (información). Se expresa en dB y acostumbra a estar sobre los 100-110dB para trabajar bajo el umbral de audición.

Acoplamiento: Es la forma en la que el amplificador está conectado a la carga (altavoz). Éste puede ser directo (cuando el acople es directo), inductivo (acoplado mediante bobinas) o capacitivo (si se usan condensadores). Esta característica será estudiada con detenimiento más adelante, en el apartado dedicado al filtrado de la salida.

Respuesta en frecuencia: Nos indica los límites de la banda de frecuencias dentro de las que el altavoz actúa de igual forma (respuesta plana). Éste parámetro también se mide en dB.

Respuesta de fase: Relación entre las fases de las frecuencias medias y superiores. Éste desfase ha de ser de, como mucho, $\pm 15^\circ$, en caso contrario, sufriríamos distorsión o cancelamientos de señal.

Ganancia: Uno de los parámetros más importantes a la hora de adquirir o diseñar un amplificador de potencia. Nos indica la relación entre la potencia de la señal de salida y la de entrada. Este valor puede estar expresado tanto en decibelios como en formato a dimensional, aunque la primera notación es la más utilizada.

Si este valor es menor a la unidad, entonces estaremos hablando de atenuación de la señal.

Sensibilidad: Parámetro que indica el flujo eléctrico necesario en la entrada del amplificador para producir una potencia máxima en la salida.

Distorsión: Variación que sufre la señal de salida con respecto a la de entrada. Éste efecto es debido a la introducción de armónicos por parte del equipo amplificador. Junto con la ganancia, este parámetro es de vital importancia en los amplificadores, por lo que se le ha dedicado un apartado más adelante.

Diafonía: Parámetro utilizado únicamente en los sistemas estéreo. Es el efecto que se produce cuando un canal de audio interfiere con el otro.

2.2.2.-Arquitectura de los amplificadores de potencia

Existen una gran cantidad de estructuras para formar amplificadores de potencia, algunas de las cuales son de lo más insólito. El 99% de los amplificadores que encontramos en el mercado pero, están formados por la estructura clásica de tres etapas [1].

La estructura de tres etapas es la que se muestra en la figura 2.1.

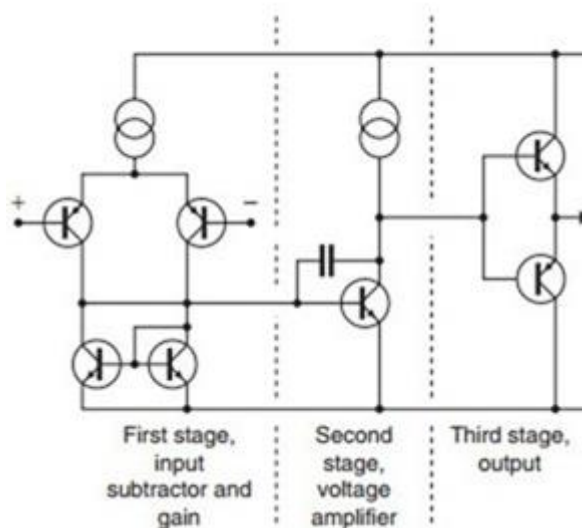


Figura 2.1.-Estructura de un amplificador de potencia de tres etapas.

Como se puede apreciar en la figura, podemos ver las tres etapas, claramente diferenciadas. La primera, conocida como etapa de transconductancia, es la que ataca la señal de audio, en formato diferencial, y a su salida se obtiene una intensidad que atacará la segunda etapa, la

llamada etapa de transimpedancia. En ella, entra intensidad y se obtiene una salida de voltaje. Esta etapa ha de proporcionar toda la ganancia de tensión, por lo que se la conoce también por el nombre de VAS (*voltaje-amplifier stage*). Por último, se tiene la etapa de salida de ganancia unitaria de voltaje.

2.2.3.-Clases de amplificadores de potencia

Dentro de los amplificadores de potencia, podemos catalogar las diferentes topologías o clases de amplificadores según su estructura y el modo en el que trabajan. Estas clases se diferencian dependiendo del porcentaje de ciclo de señal que el dispositivo de salida conduce.

Clase de amplificador	Porcentaje del ciclo durante el que conduce el dispositivo de salida	Rendimiento
Clase-A	100% del ciclo	<25%
Clase-AB	Entre el 50 y el 100% del ciclo	Alrededor del 80%
Clase-B	Aproximadamente el 50% del ciclo	>50% y <80%
Clase-C	Menos del 50% del ciclo	>90%
Clase-D	Amplificador digital, no especificado	>90%

Tabla 2.1.-Rendimiento y ciclo de conducción de las distintas configuraciones de amplificadores [1].

A continuación, serán explicados brevemente los tipos de amplificadores de potencia y sus principales características.

2.2.3.1.-Clase A

Este tipo de amplificador esta normalmente compuesto por un único transistor (o dos, formando un par Darlington). En esta configuración, los niveles de polarización del transistor son escogidos de forma que éste trabaja en su zona lineal. Si trabajamos con transistores bipolares (BJT), esto significa que se evita la zona de corte y saturación, trabajando únicamente en la zona lineal. En caso de utilizar transistores de efecto de campo (FET), los

transistores trabajan en la zona de saturación. Esto significa que el punto de polarización Q debe de estar siempre en el medio de la recta de carga [8].

En cualquiera de los dos casos, los transistores conducen el 100% del período de la señal de entrada.

Este tipo de amplificador es muy poco usado en etapas de potencia, debido a su bajo rendimiento ($<25\%$), solo se utiliza en aquellas aplicaciones dónde es importante tener una gran linealidad a la salida. Su aplicación típica es como pre-amplificador [1] [8].

El hecho de que el rendimiento sea inferior al 25% implica que toda la demás potencia es disipada en forma de calor por el transistor y eso significa que para determinadas aplicaciones, su uso también sea inviable.

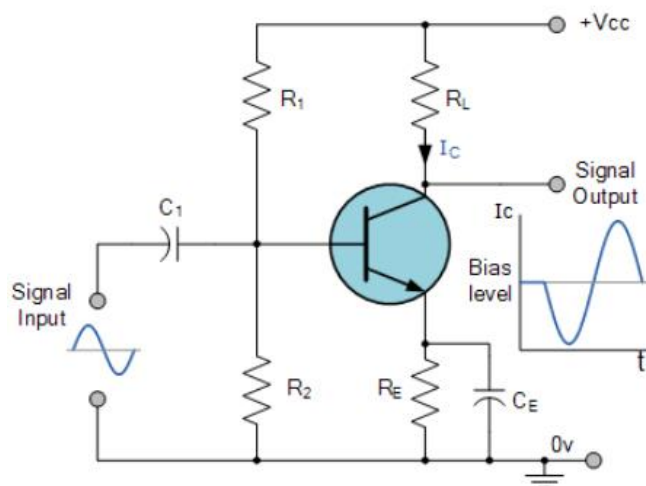


Figura 2.2.-Amplificador en clase A.

Para reducir el efecto de avalancha en los transistores de los amplificadores de tipo A, hay que hacer que la corriente de colector (o drenador) sea cero durante cierto tiempo de la señal. Por eso, añadiendo un segundo transistor, podemos lograr que, durante medio período de la señal, conduzca el primero, y durante el otro medio periodo, conduzca el segundo. De aquí nace la idea del amplificador en clase B.

2.2.3.2.-Clase B

En la siguiente figura se puede observar la arquitectura de un amplificador en clase B [8].

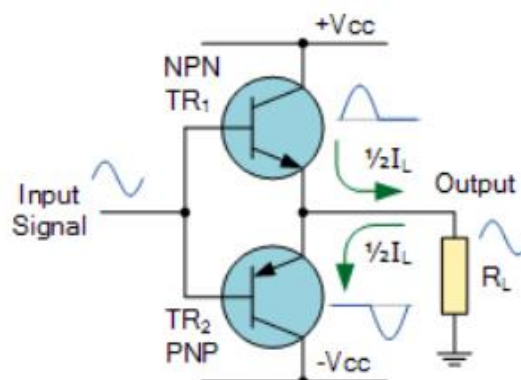


Figura 2.2.-Amplificador en clase B.

El modo de trabajo mencionado anteriormente, es conocido como *Push-Pull*. En la figura observamos cómo, durante el semi-ciclo positivo de la señal, es el primer transistor el que conduce (y por lo tanto amplifica). En cambio, durante el semi-ciclo negativo de la señal, es el segundo transistor quien realiza esas funciones. Por lo tanto, la carga verá una señal de audio completamente amplificada [8].

Esta configuración ofrece un rendimiento mucho mayor al de la clase A pero presenta un problema de mucha importancia que puede afectar a nuestro sistema. Cuando la tensión de entrada sea inferior a la tensión V_{BE} (0,7V comúnmente) los transistores no conducirán, por lo que habrá una pérdida de señal a la salida. Éste efecto es conocido como “*crossover*” o distorsión de cruce por cero.

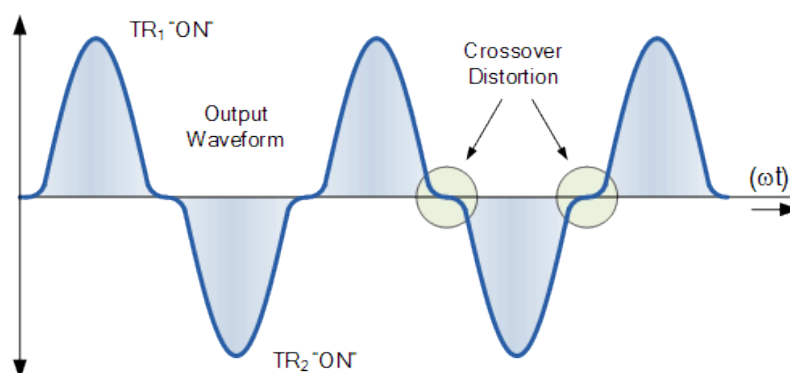


Figura 2.3.-Distorsión de cruce en un amplificador en clase B.

En la figura anterior podemos apreciar la distorsión de “*crossover*” que aparece en una señal sinusoidal. Éste efecto, en los sistemas de audio, debe de eliminarse porque puede provocar una pérdida de información de la señal de audio que queremos amplificar.

Una posible solución a este efecto es el uso de transistores de germanio, dónde la tensión base-emisor es menor. Aún así, existe una pérdida de información que en la mayoría de casos es inadmisibile.

2.2.3.3.-Clase AB

Para eliminar, o por lo menos, reducir la distorsión por cruce, aparecen los montajes en clase AB. Varios autores no la consideran una clase en sí misma, sino una modificación de la clase B.

En estos montajes, se aplica una tensión a las bases de los transistores, hecho que produce que la unión base-emisor de los transistores esté con una pequeña polarización en directa. En consecuencia, la señal de audio entrante en el amplificador, oscila en torno a un valor distinto de cero. Además, existe una pequeña corriente de colector, por lo que por pequeña que sea la señal de entrada, esta se copiará a la salida sin la distorsión de cruce [1] [8].

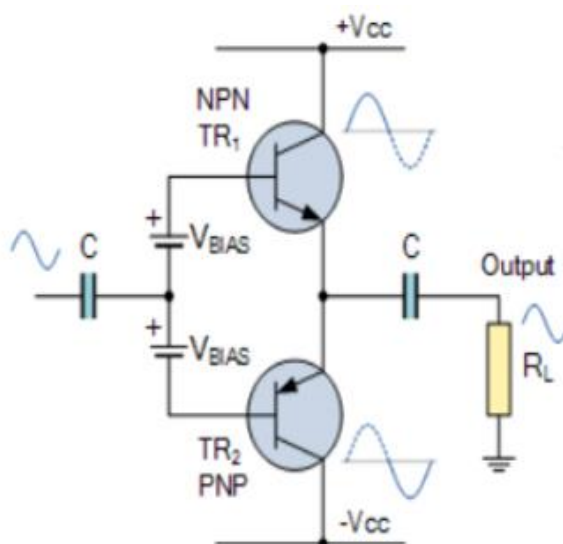


Figura 2.4.-Amplificador en clase AB.

La polarización de estos transistores puede realizarse de varias formas, pero las más económicas y sencillas son las siguientes:

- Mediante divisores de tensión.
- Mediante diodos de polarización.

Esta topología, igual que la clase B, también trabaja en *Push-Pull por Simetria Complementaria*, es decir cada transistor amplifica un ciclo distinto de la señal de audio.

2.2.3.4.-Clase C

Similares a la clase B, encontramos los amplificadores en clase C. A diferencia de los mencionados anteriormente, esta clase posee un rendimiento de alrededor del 80%. Sin embargo, su linealidad es muy pobre. Por esto, esta clase de amplificadores solo se utilizan en aplicaciones de radiofrecuencias y no como amplificador de audio [1] [2] [8].

2.2.3.5.-Clase D

De todas las etapas mencionadas hasta el momento, la clase D es sin duda una de las mejores configuraciones para amplificadores de audio. Su gran eficiencia la hace indispensable en los dispositivos portables, aunque también son muy utilizados en televisores, radios, etc.

Aunque existe un apartado más adelante dedicado a éste tipo de amplificadores, se realizará un breve resumen y se comentarán sus principales características.

A diferencia de las etapas anteriormente estudiadas, los transistores que forman esta topología trabajan en la zona de saturación y conducción (como interruptores) en vez de trabajar en la zona lineal. Gracias a esto, conseguimos valores de rendimientos superiores al 90% en la mayoría de los casos [1] [2] [5] [6].

En su configuración básica, su funcionamiento es relativamente sencillo, se toma la señal de audio de entrada y se compara con una señal dente de sierra de referencia. A la salida del comparador, obtenemos un tren de pulsos, con la “información” codificada en su anchura. Ésta técnica se conoce como PWM (**P**ulse **W**idth **M**odulation) [3].

Una vez codificada, esta señal y su complementaria atacan a los transistores que, a la salida del circuito, amplifican el tren de pulsos.

Por último, mediante un filtro, se eliminan los armónicos indeseados de forma que el altavoz “ve” la señal de audio original amplificada.

2.2.3.6.-Comparativa entre clases

Como se ha visto en los apartados anteriores, cada modalidad de amplificador tiene sus ventajas y sus desventajas. Por esto, dependiendo de la aplicación, encontraremos una topología u otra. Por ejemplo, para aplicaciones de radiofrecuencias se utilizan los amplificadores en clase C. Si se quiere una alta linealidad en la salida, se elegirá la clase A. Si se requiere alta eficiencia, se usará la clase D [1] [2] [5].

En la siguiente figura se pueden observar las eficiencias de cada topología de amplificador.

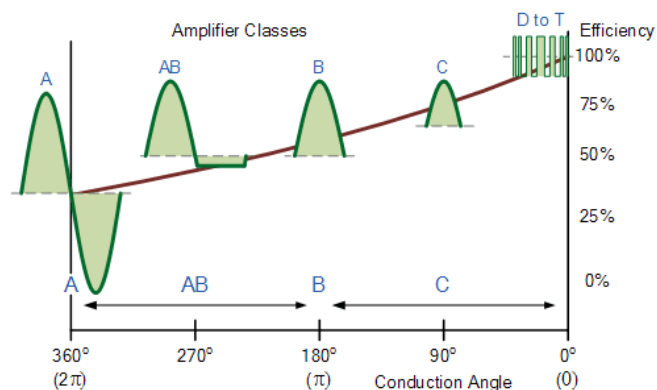


Figura 2.5.-Comparativa de las eficiencias de las distintas clases de amplificador.

Podemos apreciar como el amplificador en clase D, obtiene mayores valores de eficiencia, por este motivo, este trabajo se centra en el estudio y el diseño de este tipo de amplificadores.

2.3.-La modulaci3n PWM

La modulaci3n por ancho de pulsos o PWM (de sus siglas en ingl3s **Pulse Width Modulation**) es una t3cnica de modulaci3n que consiste en modificar el ciclo de trabajo de una se1al peri3dica (sinusoidal o cuadrada) ya sea para transmitir informaci3n o controlar la cantidad de energ3a que se suministra a una carga [3].

Por ciclo de trabajo (o Duty Cycle en ingl3s) se entiende la relaci3n existente entre la parte alta de una se1al i el peri3do de la misma.

2.3.1.-Generaci3n de la se1al PWM

Existen muchas formas de generar una se1al PWM, las principales pero son, por software o por hardware. En este trabajo nos centraremos en la generaci3n anal3gica (Hardware) ya que es la que se utilizar3 [3].

Dentro de la generaci3n anal3gica, tambi3n existen varias formas de crear este tipo de se1ales, la m3s b3sica pero, consiste en un comparador. En 3ste, entran dos se1ales, la se1al que queremos “codificar” conocida como modulante, y la se1al de referencia, conocida como portadora. Estas se1ales entran por las entradas inversora y no inversora del comparador, respectivamente.

A la salida del comparador, se obtiene un tren de pulsos, donde en su anchura, encontramos la “informaci3n” de la se1al original codificada.

Con este tren de pulsos, podemos atacar a los transistores de potencia para nuestro prop3sito, ya sea amplificar una se1al o transmitir una determinada energ3a a una carga.

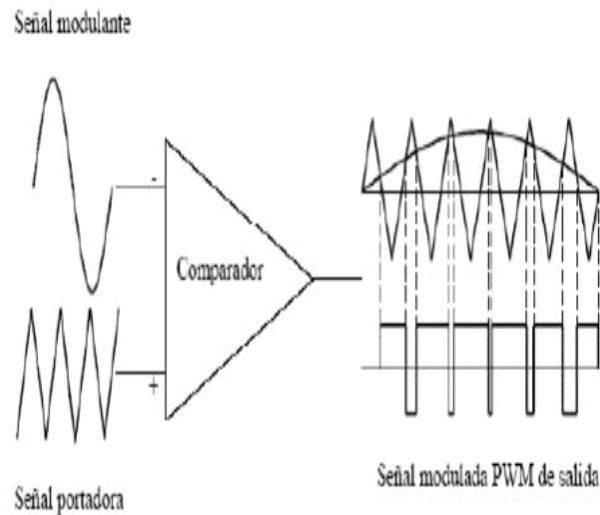


Figura 2.6.-Estructura básica de la generación PWM.

2.3.2.-Principio matemático

La modulación PWM utiliza un tren de pulsos rectangulares, la anchura de los cuales corresponde con el valor medio de la onda de entrada. Si consideramos una señal pulso $f(t)$, con período T , ciclo de trabajo D y valores mínimo y máximo y_{min} y_{max} respectivamente, el valor medio de la señal nos viene dado por [3]:

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (\text{Eq. 2.1})$$

Como $f(t)$ es una señal rectangular, los valores que toma son: y_{max} para $0 < t < D \cdot T$ y y_{min} para $D \cdot T > t > T$.

Ahora, podemos reescribir la ecuación 2.1 como:

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{D \cdot T} y_{max} dt + \int_{D \cdot T}^T y_{min} dt \right) \quad (\text{Eq. 2.2})$$

Operando y simplificando:

$$\bar{y} = y_{max} \cdot D + y_{min} \cdot (1 - D) \quad (\text{Eq. 2.3})$$

Por lo tanto, podemos ver cómo, variando el ciclo de trabajo se puede obtener una señal con el valor medio deseado.

2.4.-Distorsión

Se entiende por distorsión, la variación o alteración que sufre una señal cuando pasa a través de un sistema. Esta alteración se produce cuando el sistema no actúa de la misma forma sobre todas las componentes de dicha señal, cambiando así, la amplitud, la frecuencia o la fase de la misma [1].

Un ejemplo muy claro de distorsión podría ser un ecualizador. Un ecualizador es un sistema que amplifica solo ciertas componentes frecuenciales, mientras que deja intactas o atenúa otras.

El amplificador teórico, no produce distorsión ya que amplifica todas las componentes de las señales que recibe en su entrada.

Existen varias maneras de clasificar los diferentes tipos de distorsión, pero la más habitual es dividirlos entre lineales y no lineales.

2.4.1.-Distorsiones lineales y no lineales

Las distorsiones lineales, son aquellas que no añaden componentes frecuenciales nuevas a la señal, solo “actúa” modificando la amplitud o la fase de las componentes que llegan a su entrada. Este tipo de distorsión se caracteriza midiendo su respuesta en frecuencia (tanto en amplitud como en fase) [1].

Las distorsiones no lineales, en cambio, son aquel tipo de distorsiones que aplican nuevas componentes frecuenciales a la señal. Se sabe que el origen de este tipo de distorsión es debido a los elementos no lineales que conforman el sistema. La caracterización de este tipo de distorsión es un poco más complicado que en el caso anterior. Consiste en aplicar a la entrada un tono sinusoidal puro i medir a la salida las nuevas componentes que han aparecido.

2.4.2.-Distorsión harmónica total

Se conoce por distorsión harmónica (THD Total Harmonic Distorsion), aquel tipo de distorsión no lineal que añade sobretonos (tonos de mayor frecuencia que la fundamental) que son un múltiple entero de frecuencias fundamentales que conforman la señal de entrada.

La distorsión harmónica total es una medida de la distorsión harmónica presente en una señal y es definida como la suma de la potencia en cada componente harmónico partido por la potencia del harmónico fundamental [1].

$$THD = \frac{\sum \text{Potencia de los armonicos}}{\text{Potencia de la frecuencia fundamental}} = \frac{P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_N}{P_0}$$

(Eq. 2. 4)

Esta es una medida útil a la hora de comparar los diferentes tipos de equipos de audio, aunque en este trabajo, sólo lo utilizaremos para comparar amplificadores.

Más común que la THD, en las hojas de los fabricantes de equipos de audio encontramos otro término, llamado THD+N. Este término (“*Total Harmonic Distorsion plus Noise*”), es muy similar al anterior, con la única diferencia que también tiene en cuenta el ruido presente en la señal.

$$THD + N = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} \text{Potencia armonicos} + \text{ruido}}{\text{Potencia de la frecuencia fundamental}} \quad (\text{Eq. 2. 5})$$

Por lo tanto, a la hora de comparar amplificadores, se buscarán aquellos que tengan un THD+N más bajo.

2.4.3.-Distorsión por intermodulación

La distorsión por intermodulación ocurre cuando una señal con dos o más componentes frecuenciales atraviesan un sistema no lineal. Los armónicos que son múltiplos enteros de las frecuencias fundamentales son generados como distorsión armónica pero, además de estos, la intermodulación entre pares de frecuencia genera nuevas componentes frecuenciales en la suma y la resta de estas dos frecuencias fundamentales.

La importancia de este tipo de intermodulación radica en que, cuantas más componentes frecuenciales tengamos, más intermodulación habrá. Por lo tanto, a la hora de diseñar un amplificador, habrá que elegir aquellos componentes que tengan la intermodulación adecuada para la finalidad de ese equipo [1] [3].

2.5.-Los sistemas realimentados

Se entiende por realimentación, aquel mecanismo por el cual una cierta proporción de la salida de un sistema se redirige hacia la entrada con el objetivo de controlar su comportamiento.

Existen dos tipos de realimentación: la positiva y la negativa. La realimentación positiva tiende a acentuar las diferencias entre la señal de salida y la de entrada en un sistema. La realimentación negativa, en cambio, tiende a reducir esa diferencia.

La idea básica de la realimentación negativa es bastante simple: tomamos una muestra de la señal de salida y la restamos a la señal de entrada. De este modo, el circuito verá la diferencia entre la entrada y la salida. Si la señal a la salida es muy grande, la diferencia será negativa, y si es muy pequeña será positiva. A continuación, esta señal se multiplica por la ganancia del circuito y cancela el error de la salida. De esta forma, el circuito hará que los errores no deseados sean compensados (desplazándolos en sentido opuesto) [23].

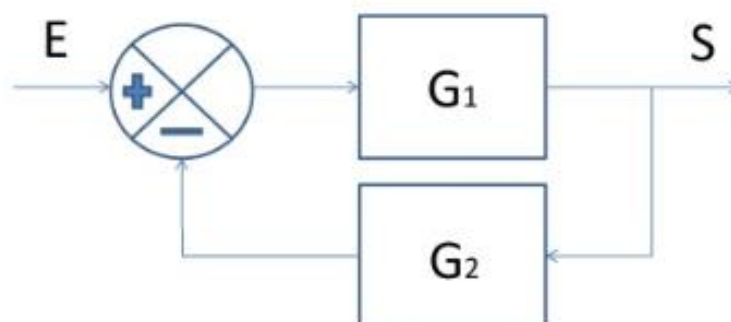


Figura 2.7.-Realimentación negativa.

En la figura 2.7 puede observarse un ejemplo de realimentación negativa. El bloque G_1 representa el circuito de amplificación. El bloque G_2 , representa la realimentación del sistema.

Las redes de realimentación pueden ser o muy sencillas (consistentes en unos pocos componentes pasivos) o redes de extrema complejidad (constituidas por componentes discretos, transistores, diodos o amplificadores operacionales) [23].

2.5.1.-Los efectos de la realimentación negativa

A parte de suavizar las anomalías de la ganancia, la realimentación negativa reduce los efectos de las no linealidades de los sistemas, dando lugar a una reducción de los mecanismos de distorsión, como la THD que, como hemos visto en apartados anteriores, es un tipo de distorsión no lineal [23].

La desventaja de la realimentación negativa es que se pierde ganancia. Sin embargo, esta pérdida de ganancia se compensa con un aumento del ancho de banda y una reducción de la distorsión.

3.-El amplificador en clase D

3.1.-El amplificador teórico

Las señales de audio son de naturaleza continua. Por lo tanto, si queremos aumentar su amplitud (darles ganancia) hay que amplificarlas mediante amplificadores lineales. Sin embargo, este tipo de amplificadores, como hemos visto, poseen un rendimiento bastante bajo, convirtiendo así gran parte de la energía en forma de calor. Este efecto puede llegar a ser tolerable en dispositivos fijos (televisores, equipos de radio, videoconsolas, etc.) pero en dispositivos portables, esto presenta otro inconveniente a parte de la disipación de calor, y es el consumo de batería excesivo.

Para solucionar este problema, en las últimas décadas, han surgido unos amplificadores que en vez de trabajar de forma lineal, trabajan en modo de conmutación, disminuyendo así las pérdidas de forma considerable. Existen muchas configuraciones que trabajan de este modo (D, E, XD, etc.). Las primeras discusiones sobre este tipo de amplificadores aparecieron a principios de la década de los sesenta pero no fue hasta principios de los 70 que se hicieron más populares [1].

Como se ha comentado con anterioridad, la principal ventaja de un amplificador en clase D es su gran eficiencia. Al hacer trabajar los transistores en las zonas de corte, donde la corriente es nula, y óhmica, donde su resistencia es extremadamente pequeña, la disipación de potencia es muy baja. Gracias a esto, conseguimos reducir el tamaño del amplificador (eliminando la mayoría de disipadores de potencia y anulando la refrigeración activa) [1].

Esta reducción de tamaño (debido a las pocas pérdidas que presenta), permite la miniaturización del amplificador, pudiendo así ser implementado en cualquier dispositivo portable, ya que minimiza el consumo de batería.

El hecho de trabajar en conmutación pero, añade un problema, y es que hay que cuantificar la señal de audio o, en otras palabras, convertir una señal analógica a una señal discreta o digital. Para realizar esta conversión, se pueden emplear distintos métodos, el más común pero (y el que se va a usar en este trabajo) es la modulación PWM, que, como ya se ha explicado en el apartado 2.3, codifica la información de la señal analógica de entrada, en la anchura de los pulsos de una señal digital [1] [2].

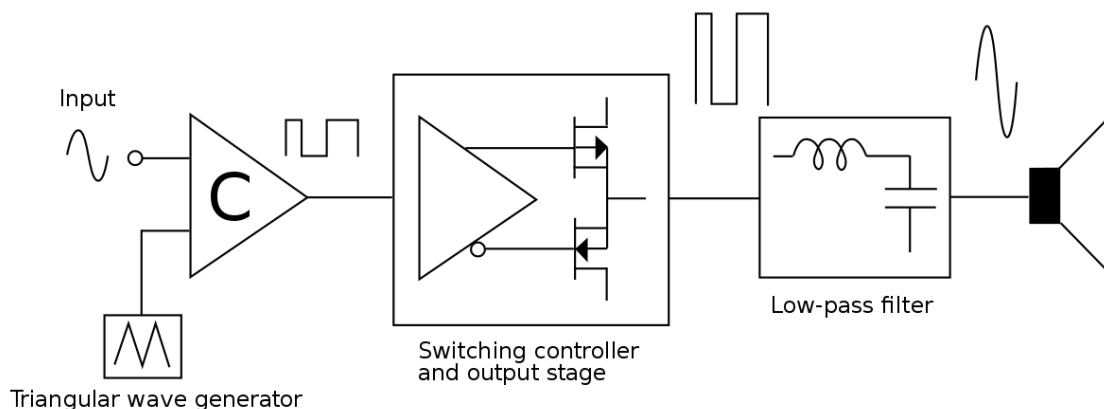


Figura 3.1.-Diagrama de bloques del amplificador en clase D básico [1].

En la figura anterior, podemos apreciar la estructura básica de un amplificador en clase D. Como se ve, consta de tres etapas claramente diferenciadas.

Una primera etapa, conocida como comparadora o moduladora, que tal y como su nombre indica, compara la señal de audio entrante con una señal de referencia. Esta señal acostumbra a ser triangular o de diente de sierra. A la salida de esta etapa, obtenemos un tren de pulsos donde en la anchura de los mismos, encontramos la señal original codificada. Es lo que en los apartados previos hemos nombrado como PWM [1].

A continuación, encontramos la etapa de salida o de potencia. En esta parte, amplificamos el tren de pulsos procedente del comparador, adaptando así la señal a valores adecuados para que pueda ser transmitida al altavoz y así obtener la potencia de salida deseada. Esta etapa está constituida por transistores de potencia que, actuando como interruptores, aportan la ganancia de tensión e intensidad necesarias para realizar la amplificación. Se pueden encontrar varias topologías para esta etapa, pero las más comunes son las de medio puente o puente completo [1] [11].

Por último, encontramos la etapa de filtrado. Esta etapa es la encargada de reconstruir la señal de audio entrante de nuestra fuente de audio, solo que en este punto del circuito, esta señal ya está amplificada. A la hora de diseñar esta etapa se ha de tener mucha precaución ya que el filtro a diseñar, ha de ser extremadamente selectivo para eliminar las componentes frecuenciales aparecidas durante la modulación pero dejar intactas aquellas componentes pertenecientes a la señal de audio original [5] [24].

Una vez hecho el filtrado, ya se puede atacar al altavoz, el cual se encargará de la conversión electromecánica.

3.2.-El amplificador real

Hasta este punto, se ha descrito el funcionamiento teórico de este tipo de amplificadores. A la práctica pero, distan un poco.

3.2.1.-El amplificador como fuente conmutada

Según [1] el comportamiento de un amplificador en clase D, no deja de ser un convertidor reductor DC-DC o *Buck*, con la única diferencia de que la señal de control va variando en el tiempo y que la corriente en la carga puede ser tanto entrante como saliente.

Como es sabido, la ecuación de un convertidor *Buck* es la siguiente:

$$V_o = \delta \cdot V_i \quad (\text{Eq. 3.1})$$

Donde:

V_o = Tensión de salida

δ = Relación de conducción o Duty Cycle

V_i = tensión de alimentación

El hecho de que la corriente sea bidireccional, podría provocar oscilaciones de la tensión de alimentación si la corriente que vuelve hacia la fuente no pudiese ser absorbida. Tal y como se ha visto en la ecuación 3.1, la tensión de salida depende directamente de la tensión a la entrada, por lo que cualquier variación, repercutiría directamente en la tensión de alimentación y, por lo tanto, el PSRR empeoraría. [1]

Este efecto es conocido como “*Bus Bumping*” y dependiendo en que configuración hayamos montado el convertidor, será más o menos acusado.

3.2.1.1.-Configuraciones posibles del convertidor

El amplificador en clase D, como cualquier convertidor “*Buck*” puede trabajar en varias configuraciones. Sin embargo, las más comunes son en medio puente o en puente completo [3].

A.-Funcionamiento en medio puente

En esta configuración, solo tenemos dos transistores trabajando como interruptores y en simetría complementaria, eso significa que, cuando uno está en conducción, el otro está en corte, y viceversa [3].

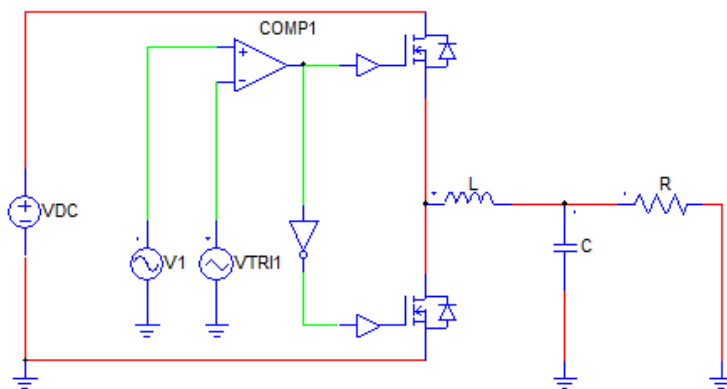


Figura 3.2.-Reductor “Buck” de medio puente.

La figura superior corresponde a la estructura en medio puente de un convertidor. Como se puede apreciar, los transistores están controlados por una señal PWM y trabajan de forma complementaria.

B.-Funcionamiento en puente completo

En esta configuración, tenemos cuatro transistores en vez de dos, trabajando también en simetría complementaria, dos a dos [3].

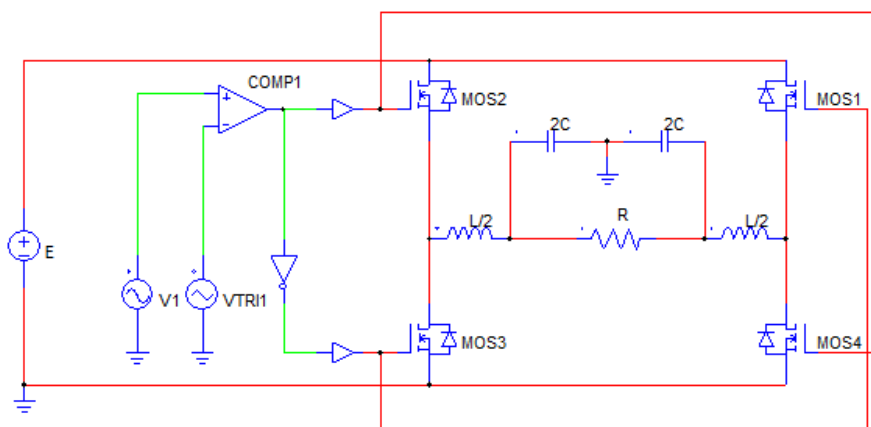


Figura 3.3.-Reductor “Buck” de puente completo.

En esta configuración, cuando los transistores MOS1 y MOS3 conducen, los transistores MOS2 y MOS4 bloquean y viceversa.

3.2.1.2.-Modelo en pequeña señal del convertidor

Los modelos en gran señal, son modelos matemáticos que aproximan con bastante fidelidad el comportamiento de un componente o circuito electrónico. Pueden usarse de forma directa o aproximada, dependiendo del grado de exactitud que requiera el diseño [3].

Sin embargo, en algunas situaciones no resulta cómodo su uso, por lo que hay que recurrir a los modelos en pequeña señal. Estos modelos no son más que aproximaciones que simplifican los cálculos a costa de perder información. Esta pérdida de información, dependerá de cómo de bueno sea el modelo [3].

La estructura en pequeña señal de una fuente conmutada reductora o “Buck” de puente completo, se puede observar en la siguiente figura:

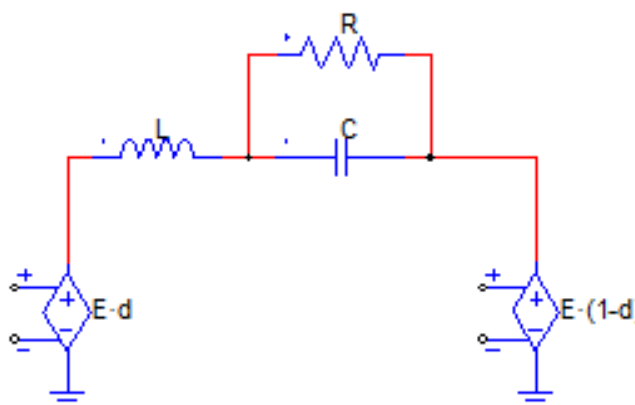


Figura 3.3.-Modelo en pequeña señal de un reductor “Buck” de puente completo.

En la figura, podemos observar como a la carga (formada por una inductancia L en serie con el paralelo de una capacitancia C y una resistencia R) se le suministra energía a través de dos fuentes distintas. Este suministro de energía es complementario, es decir, cuando una fuente suministra energía, la otra no, dependiendo así del parámetro d o relación de conducción.

Para obtener un modelo sin fuentes de tensión dependientes, derivamos las expresiones de las mismas fuentes de la siguiente forma:

$$V_1 = E \cdot D \quad (\text{Eq. 3.2})$$

$$\frac{dV_1}{dt} = E \cdot \tilde{d} + e \cdot D \quad (\text{Eq. 3.3})$$

Considerando que la alimentación E es constante:

$$\frac{dV_1}{dt} = E \cdot \tilde{d} + e \cdot D = E \cdot \tilde{d} \quad (\text{Eq. 3.4})$$

En cuanto a la segunda fuente:

$$V_2 = E \cdot (1 - d) \quad (\text{Eq. 3.5})$$

$$\frac{dV_2}{dt} = E \cdot (-\tilde{d}) + e \cdot (1 - d) \quad (\text{Eq. 3.6})$$

Considerando que la alimentación E es constante:

$$\frac{dV_2}{dt} = E \cdot (-\tilde{d}) + e \cdot (1 - d) = E \cdot (-\tilde{d}) \quad (\text{Eq. 3.7})$$

Esto, traducido a un esquema eléctrico:

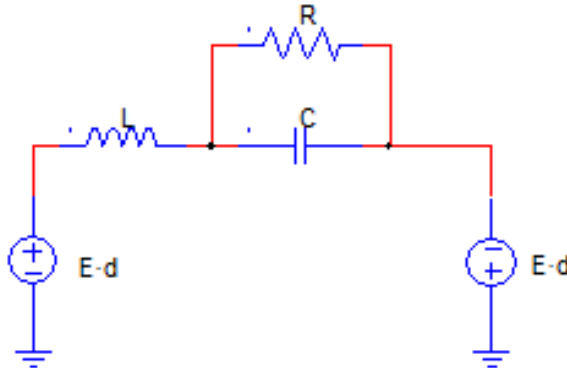


Figura 3.4.-Modelo en pequeña señal de un reductor “Buck” de puente completo sin fuentes controladas.

Este análisis nos será útil más adelante para obtener la función de transferencia del convertidor, cuando estudiemos la estabilidad del sistema.

3.2.2.-Control del convertidor. Uso de la modulación PWM

Tal y como se ha estudiado en el apartado 2.3, la modulación PWM es un método de conversión analógico-digital dónde la información se encuentra codificada en la anchura de los pulsos. En este apartado, se pretende estudiar dos distintas formas de hacer esta modulación y sus implicaciones a la hora de implementarlas [2].

Como también hemos visto, la forma básica de generar una señal PWM es mediante un comparador analógico y una señal triangular de referencia pero, ¿cómo se genera esta señal de referencia? La forma más sencilla y económica es mediante el uso de un chip 555.

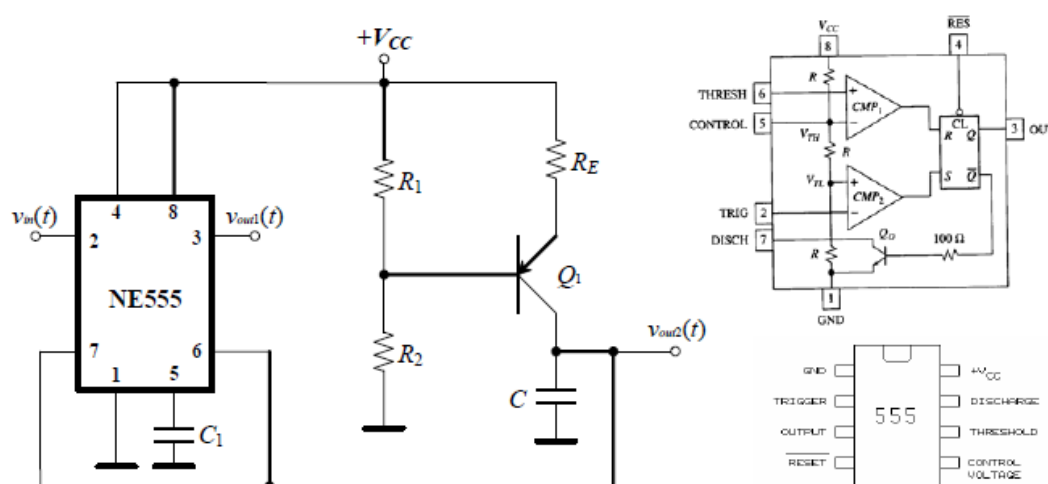


Figura 3.5.-Circuito generador de diente de sierra basado en el “timer” 555 y sus pines [9].

Para obtener la señal en diente de sierra deseada, se puede utilizar el circuito de la figura superior. El funcionamiento del mismo es complicado pero se resumirá brevemente. Para más información sobre este tipo de circuitos, consultar [8] [9] [22] [23].

Este circuito está formado por un chip NE555 y una fuente de corriente. La fuente de corriente es la encargada de cargar el condensador. Así, en vez de obtener la típica carga exponencial del condensador, obtenemos una carga lineal ya que la fuente siempre entrega la misma corriente al condensador.

Cuando la carga del condensador llega a $\frac{2}{3}V_{cc}$, se dispara un comparador interno del chip que hace que la descarga sea inmediata (o casi inmediata). De esta forma, las formas de onda a la salida de este circuito son las siguientes:

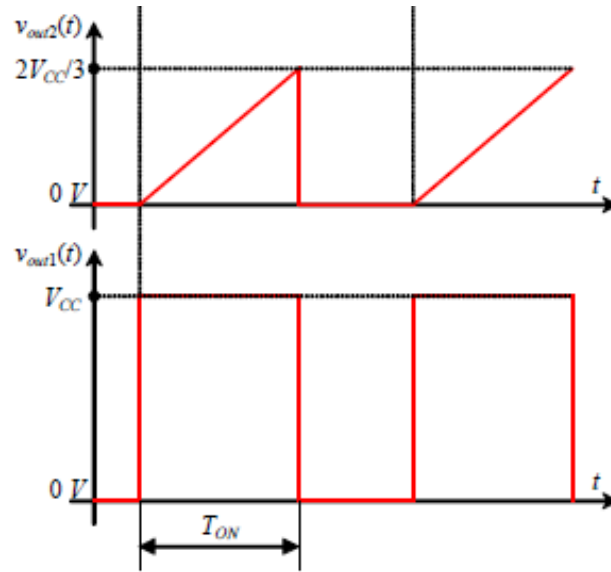


Figura 3.6.-Formas de onda a la salida del circuito [8].

Tal y como se puede observar, en bornes del condensador, obtenemos una señal en diente de sierra.

Si quisiéramos eliminar la parte de la señal dónde su valor es cero, solo se tendría que modificar el “*trigger*”, con un oscilador basado en cristal de cuarzo, por ejemplo.

3.2.2.1.-Modulación unipolar VS bipolar

Una vez visto como se genera la señal de referencia, es momento de estudiar qué tipos principales de modulación PWM tenemos. Nos centraremos en dos modalidades de modulación: Unipolar y bipolar [3] [16].

A.-Modulación Bipolar

En este tipo de modulación, encontramos un único comparador. Su salida normal ataca un par de transistores, mientras que la salida negada ataca los dos restantes. El esquema es el siguiente:

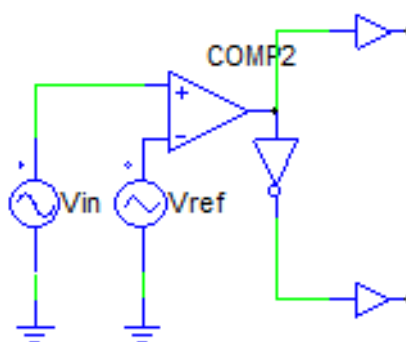


Figura 3.7.-Modulación Bipolar PWM.

Como podemos apreciar en el circuito, solo son necesarias dos señales para el control del convertidor. Si simulamos el circuito de la figura 3.7, obtenemos las siguientes formas de onda [16]:

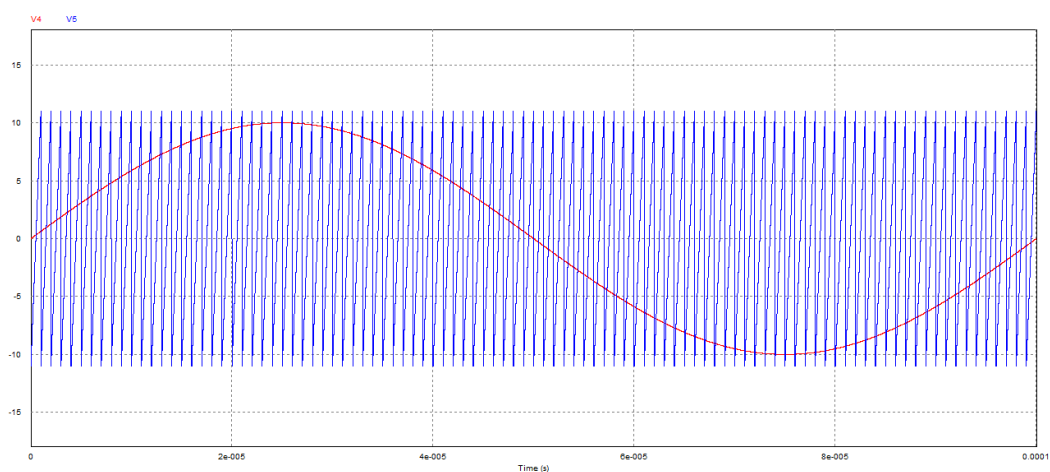


Figura 3.8.-Modulación Bipolar PWM. En rojo, señal de entrada y en azul, señal de referencia.

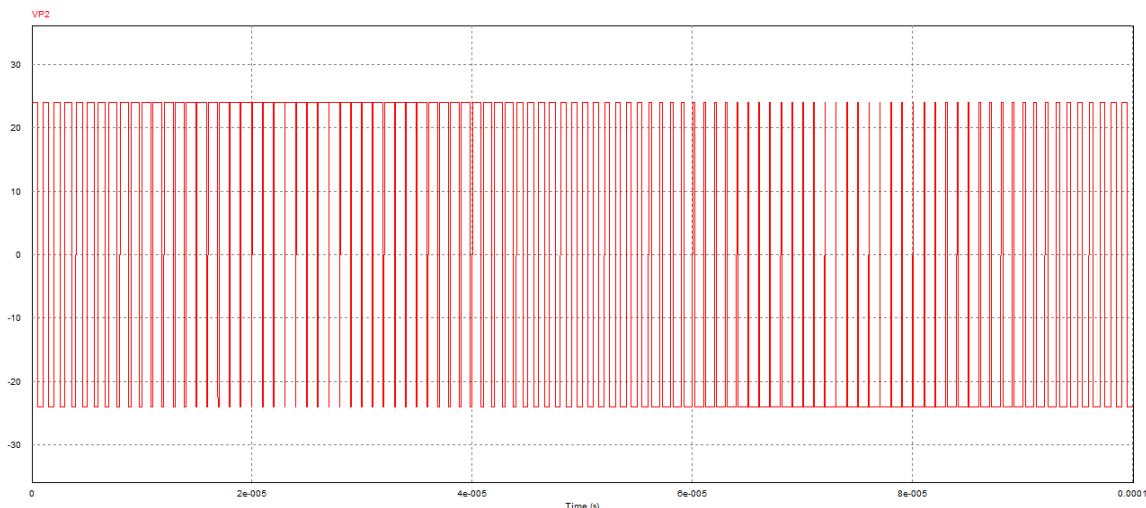


Figura 3.9.-Modulación Bipolar PWM. En rojo, señal PWM.

Como se puede ver, en la figura superior, cuando la señal de entrada toma valores de amplitud más elevados, la anchura de los pulsos también lo es. En cambio, cuando toma valores más pequeños, la amplitud disminuye. Por otro lado, podemos ver cómo en este tipo de modulación, la señal PWM toma solo dos valores, $+E$ y $-E$, donde E corresponde a la alimentación del convertidor [3] [16].

Lo interesante de estas modulaciones pero, es el análisis de Fourier de la señal PWM.

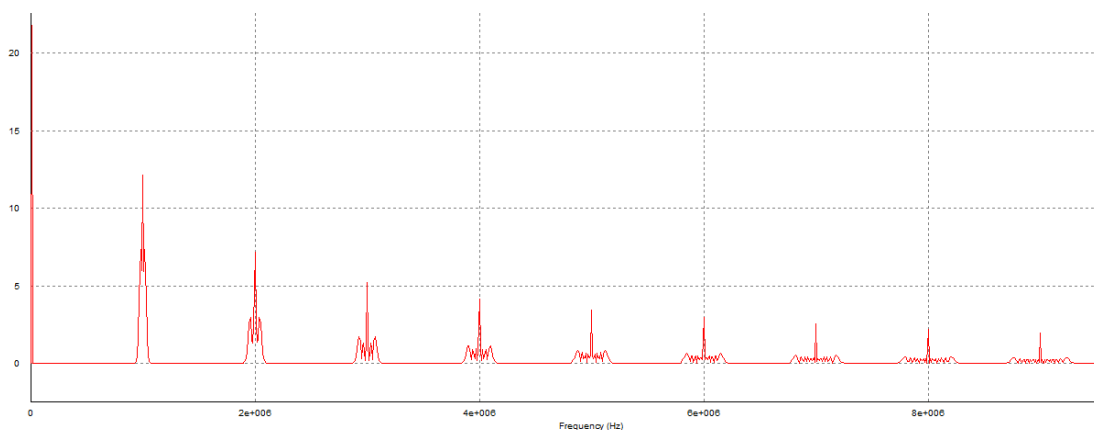


Figura 3.10.-Anàlisis de Fourier de la señal PWM de la figura 3.9.

En la figura 3.10 se puede observar la problemática de este tipo de modulación: La cantidad de armónicos presentes en la señal modulada. Estos armónicos no son más que los

productos de intermodulación añadidos durante la modulación. (Recordemos que se trata de un tipo de distorsión no lineal).

Se puede observar pues, como los armónicos no deseados aparecen en los múltiplos enteros de la frecuencia de la señal de referencia.

B.-Modulación Unipolar

En este tipo de modulación, son necesarias cuatro señales para el control del convertidor. Dos de ellas son las mismas que utilizamos en la bipolar, las otras dos pero, se obtienen de comparar la misma señal de referencia, con la inversa de la señal entrante o de audio [3] [16].

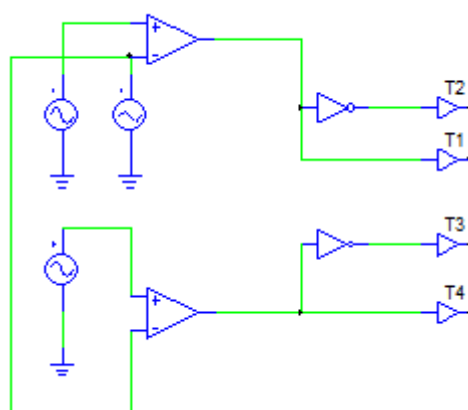


Figura 3.11.-Modulación unipolar PWM.

Las formas de onda de esta configuración son las siguientes:

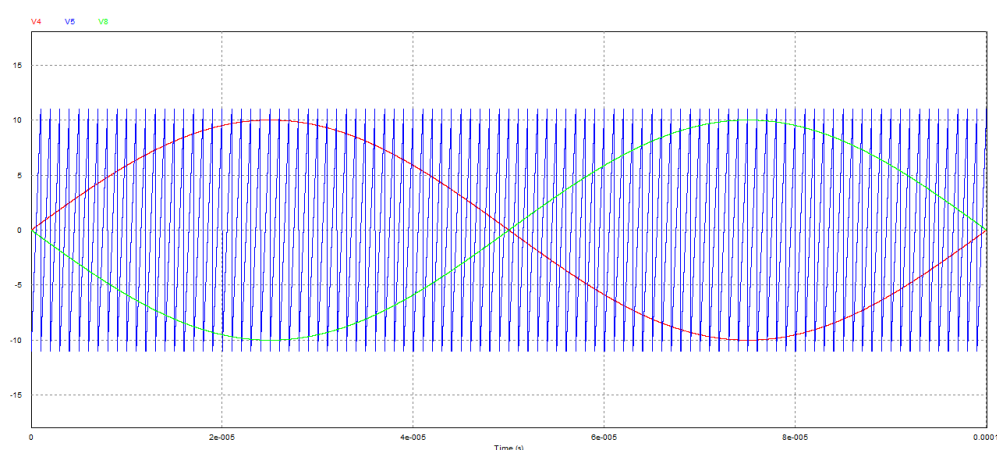


Figura 3.12.-Modulación unipolar PWM. En rojo, señal de entrada, en verde, señal de entrada invertida y en azul, señal de referencia.

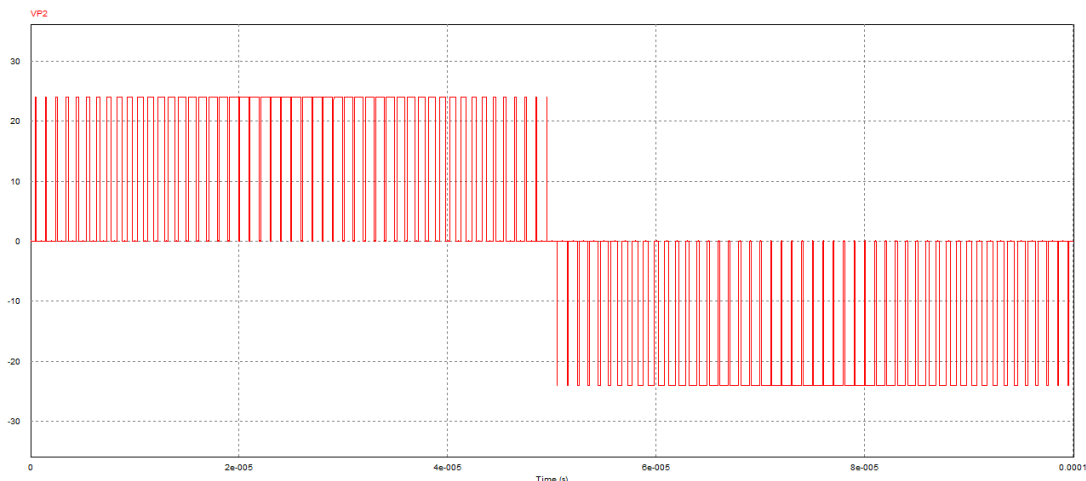


Figura 3.12.- Modulación unipolar PWM. En rojo, señal PWM.

Aquí, a diferencia de la modulación bipolar, vemos como la señal puede tomar tres valores distintos: $+E$, $-E$ y 0. También se puede observar como, en el semi-ciclo positivo de la señal de entrada corresponde a valores positivos de modulación mientras que en el segundo semi-ciclo, toma valores negativos [3] [16].

La ventaja de este tipo de modulación se puede observar en el análisis de Fourier de la señal modulada:

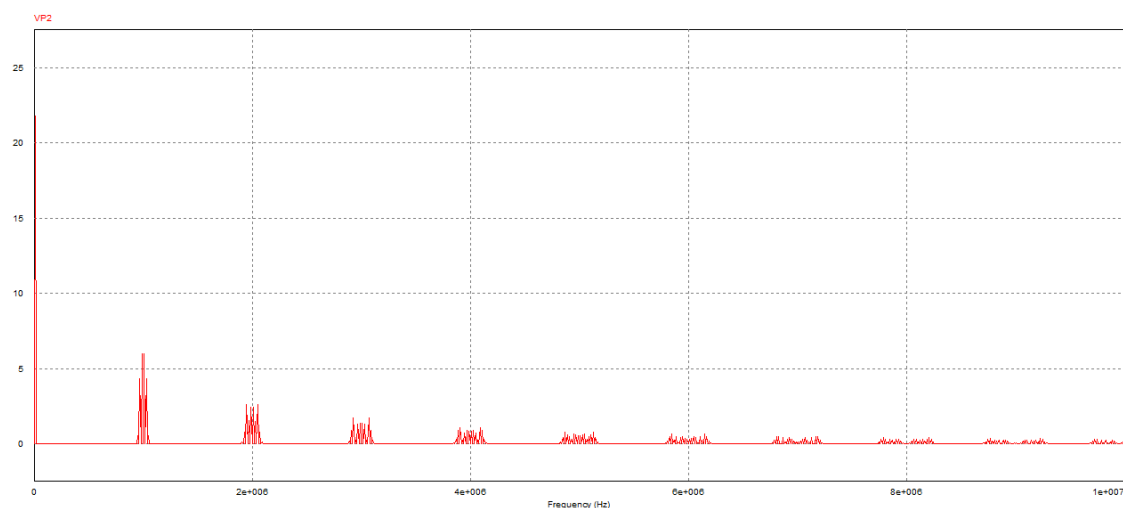


Figura 3.13.-Análisis de Fourier de la señal PWM de la figura 3.12.

Si comparamos las figuras 3.10 y 3.13, vemos como en la segunda (modulación unipolar) siguen apareciendo los armónicos de intermodulación, pero a su vez estos son de menor amplitud.

Este hecho será importante a la hora de diseñar el filtro ya que, si se utiliza la segunda configuración, el filtro a usar deberá ser menos restrictivo.

3.2.3.-El filtro de salida

Una vez tenemos la señal amplificada, solo nos falta reconstruir la señal original ya que, si atacásemos al altavoz con la señal PWM, no se oiría nada coherente.

El filtro de salida o de reconstrucción, es el encargado de realizar esta demodulación y, como casi todos los circuitos en electrónica, puede estar diseñado de varias formas distintas. Ha de ser pues, un filtro pasa bajos, con una frecuencia de corte cercana a los 20kHz, para así dejar pasar toda la señal de audio y eliminar las componentes no deseadas. El orden de este filtro ha de ser elevado (de 2ºorden hacia arriba) ya que es importante que sea extremadamente restrictivo para que el filtrado se realice de la manera correcta y no aparezcan los armónicos añadidos durante la modulación [1] [2] [15].

En este proyecto, no se considerarán los filtros que contengan componentes resistivos ya que empeorarían la eficiencia del prototipo.

3.2.3.1.-El filtro básico LC

La estructura básica de un filtro LC es la siguiente:

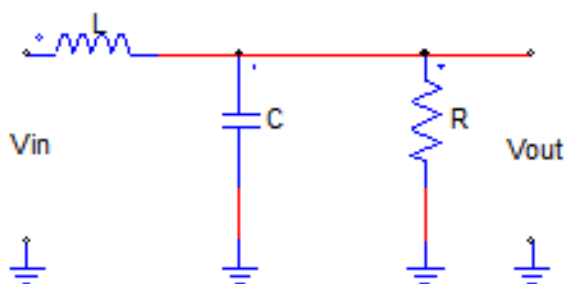


Figura 3.14.-Estructura de un filtro LC.

Considerando primero la impedancia formada por el paralelo de la resistencia y el condensador, si se realiza el análisis en el dominio de S se obtiene lo siguiente:

$$Z_1 = \frac{\frac{1}{sCR} \cdot R}{\frac{1}{sCR} + R} = \frac{R}{sCR + 1} \quad (\text{Eq. 3.8})$$

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + sL} \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{R}{sCR+1}}{\frac{R}{sCR+1} + sL} = \frac{R}{R + sL \cdot (sCR + 1)} = \frac{R}{s^2RLC + sL + R} \rightarrow$$

$$= \frac{R}{s^2RLC + sL + R} \cdot \frac{R}{R} = \frac{1}{s^2LC + s\frac{L}{R} + 1} \quad (\text{Eq. 3.9})$$

Como puede observarse, se tiene un sistema de segundo orden con un polo doble por lo que obtendremos un filtro suficientemente selectivo como para descartar los armónicos introducidos durante la modulación [5] [6].

El problema que presenta esta estructura es que la tensión ha de estar referenciada a masa, y en la estructura de puente completo, tenemos una tensión diferencial, por lo que habrá que recurrir a la siguiente estructura:

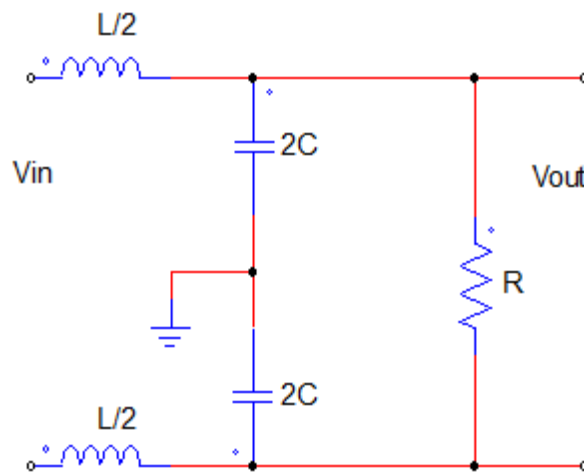


Figura 3.15.-Estructura de un filtro LC.

Siendo V_{in} la tensión diferencial que aparece entre las salidas del puente completo. Nótese que los valores de inductancia se han dividido por dos y los de las capacidades se han multiplicado por dos. Gracias a esto, la función de transferencia de este filtro es la misma que en la expresión 3.9 [1].

3.2.3.2.-Otras topologías de filtrado LC

A parte de las topologías comentadas anteriormente, existe una gran cantidad de filtros de órdenes superiores, con los que se consigue una selectividad muy elevada.

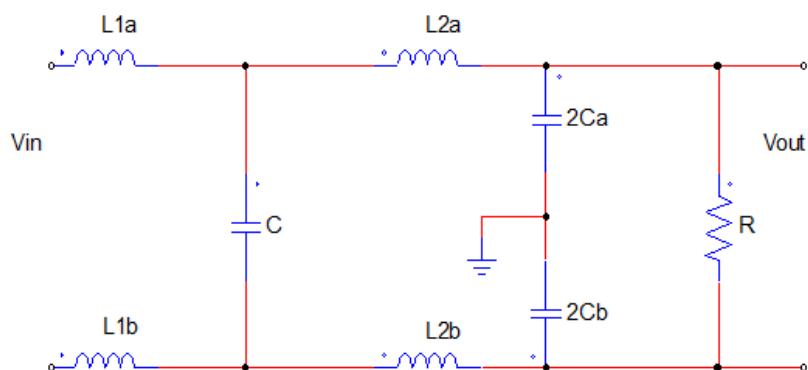


Figura 3.16.-Estructura de un filtro LC de segundo orden.

La figura 3.16, es un ejemplo de filtro de orden superior. Exactamente se trata de un filtro de cuarto orden con dos polos [1].

(Se han suprimido los cálculos ya que son extensos, para más información consultar: [1]).

3.2.4.-Pérdidas del convertidor

Como se viene comentando desde el principio de este trabajo, el amplificador en clase D es perfecto ya que en su diseño ideal, tiene un 0% de pérdidas. A la práctica, aunque estas pérdidas sean muy pequeñas no son nulas [4].

Encontraremos pues, dos tipos de pérdidas: estáticas y dinámicas.

3.2.4.1.-Pérdidas estáticas

Aunque los transistores funcionando en conmutación se pueden simplificar a simples interruptores, cuando estos conducen aparecen unas pérdidas asociadas a la resistencia interna del propio transistor. A este tipo de pérdidas las llamaremos estáticas [4].

Tomando como ejemplo un transistor MOSFET con resistencia directa R_d , si lo atraviesa una corriente I_d , las pérdidas estáticas de este transistor vienen dadas por la siguiente expresión:

$$P_d = R_d \cdot I_d^2 \quad (\text{Eq. 3.10})$$

Cuando el transistor se encuentra en estado de bloqueo, existe una pequeña corriente de fuga I_i y una tensión de bloqueo V_i . Aunque en la mayoría de casos los valores de I_i se desprecian,

si se desea un cálculo exacto de las pérdidas, ha de añadirse el siguiente término en la expresión 3.10:

$$P_i = V_i \cdot I_i \text{ (Eq. 3.11)}$$

Por lo tanto, la expresión 3.10, se puede reescribir como:

$$P_d = R_d \cdot I_d^2 + V_i \cdot I_i \text{ (Eq. 3.12)}$$

3.2.4.2.-Pérdidas dinámicas

En las transiciones de encendido a apagado y viceversa pueden producirse situaciones en las que los dos transistores de una rama del puente conduzcan simultáneamente. En estas ocasiones, se obtienen valores elevados de corriente (ya que existe un camino directo entre alimentación y masa con una resistencia casi nula) y por consiguiente, picos de potencia. Aunque estos picos duran muy poco tiempo, a la larga se han de tener en cuenta para el cómputo global de pérdidas [4].

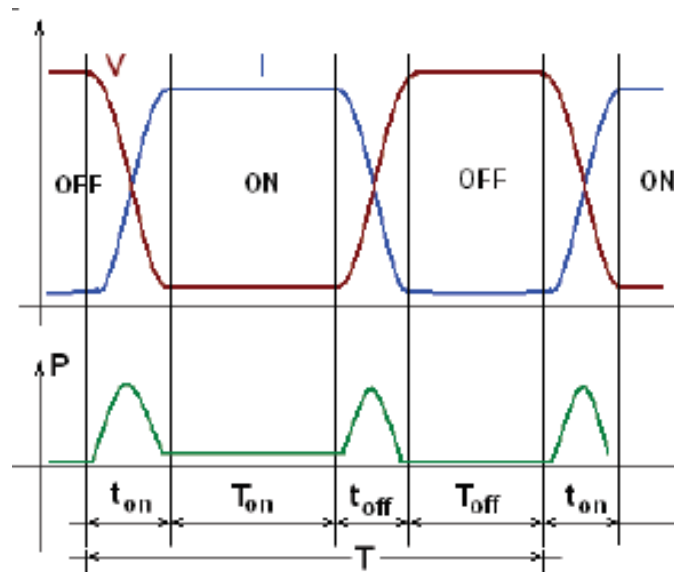


Figura 3.17.-Pérdidas dinámicas. En rojo y azul, tiempos de conducción de dos transistores de una rama de un puente H. En verde, P(t).

Como se observa en la figura superior, existe un momento en el que los dos transistores conducen y, en consecuencia, hay una pérdida de potencia. Existen muchas formas de estimar

estas pérdidas (dependiendo de cómo se caractericen los transistores) pero la más habitual es con la siguiente expresión [4]:

$$P = t_s \cdot V \cdot I \cdot f \quad (\text{Eq. 3.13})$$

Dónde:

f = Frecuencia

V = Tensión en estado de apagado

I = Corriente de conducción en estado de encendido

$$t_s = T_{ON} + T_{OF}$$

4.-Diseño práctico

Una vez descrito el funcionamiento teórico del amplificador y las consideraciones a tener en cuenta, es momento de describir el diseño práctico atendiendo a las limitaciones presentes.

Como se ha visto, el amplificador a diseñar consta de tres etapas: Modulación, Potencia y Filtrado. A la práctica pero, se le añadirán otras etapas para su correcto funcionamiento. Estas son: pre-amplificación y realimentación.

Algunas de las etapas mencionadas anteriormente, serán implementadas mediante chips integrados con el objetivo de simplificar la construcción del prototipo.

4.1.-Pre-Amplificación y modulación

4.1.1.-Pre-Amplificación

Tomando como ejemplo una señal de audio proveniente de un dispositivo móvil o MP3, esta será un conjunto de señales sinusoidales cuya amplitud máxima será de unas decenas de mili voltios. Esta amplitud es insuficiente para trabajar con ella por lo que hay que amplificar-la. Es habitual en este tipo de etapas convertir la señal con una amplitud pequeña a una de medio voltio o un voltio de amplitud, aproximadamente [1] [5].

La manera más fácil de realizar esta amplificación es mediante el uso de un amplificador operacional configurado como inversor. Es importante decir que este montaje aporta un desfase de 180° pero no es importante debido a que la información de audio está “codificada” en la frecuencia, no en la fase.

Así pues, el circuito a montar en esta etapa es el siguiente:

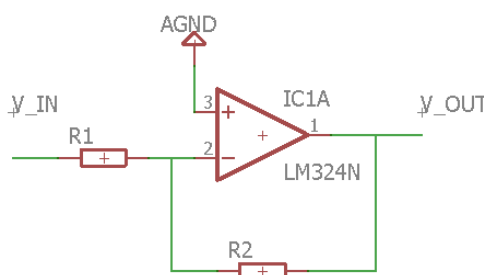


Figura 4.1.-Estructura de un amplificador inversor.

La función de transferencia de este sistema, como es sabido, es la siguiente:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (\text{Eq. 4.1})$$

4.1.2.-Modulación

Como es sabido por la experiencia, los montajes electrónicos que trabajan a frecuencias elevadas son complejos de montar debido a las limitaciones que presentan los componentes a estas frecuencias. Por este motivo se ha optado por el uso de un chip integrado que realiza la modulación [19].

El chip en cuestión es el MAX4295.

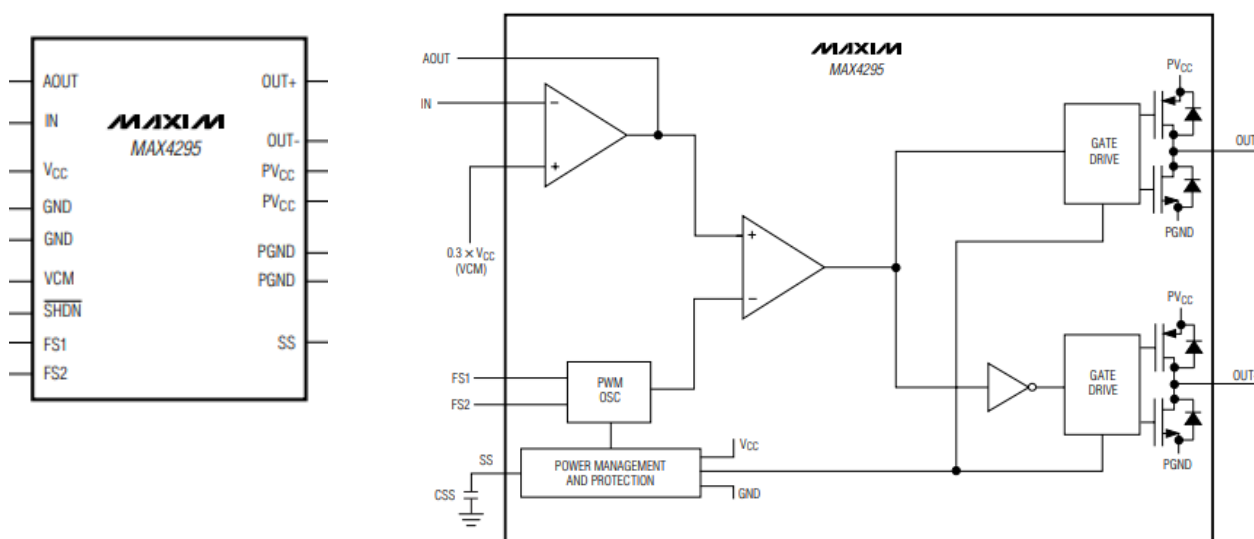


Figura 4.2.-Circuito integrado MAX4295. Estructura interna [19].

Si se observa la figura superior, se puede ver como tenemos un amplificador en clase D completo. Se ve como tiene la etapa de modulación y la de potencia, solo faltaría añadirle el filtrado. Además, en la parte superior izquierda se puede observar que dispone de un amplificador operacional para realizar la pre-amplificación mencionada en el apartado anterior.

Se ha escogido este chip ya que es una forma eficiente y económica de realizar esta primera etapa, eliminando la necesidad de construir un circuito oscilador y un comparador. Por otra parte, y como puede observarse en el “datasheet” del componente [19] su THD+N es extremadamente bajo.

Además, este chip dispone de dos entradas (FS1 y FS2) con los que podemos seleccionar la frecuencia de la señal portadora. La siguiente tabla muestra que opciones tenemos:

FS2	FS1	Frecuencia (Hz)
0	0	125k
0	1	250k
1	0	500k
1	1	1M

Tabla 4.1.-Frecuencias de trabajo del chip MAX4295 [19].

Por otra parte, el chip contiene una entrada nombrada SHDN (*Shutdown*) con la que se puede controlar el estado del chip (encendido o apagado).

Por último, el chip posee varias medidas de protección. Contra excesos de corriente, existe un limitador de la misma que desactiva el puente en H interno si la corriente supera un límite de 1A. Contra temperaturas elevadas, posee un mecanismo que desactiva el puente H si se superan los 145°. Contra voltajes bajos, el chip desactiva la alimentación evitando así que los MOSFET disipen potencias elevadas [19].

El problema que tiene pero, es que solo tiene una potencia de salida de 2W, extremadamente baja para nuestro objetivo.

4.1.2.1.-Cálculos y consideraciones en la etapa de modulación

Como se ha mencionado anteriormente, la señal de audio proveniente de la fuente presentará unos valores de tensión extremadamente bajos, por lo que habrá que amplificar-los.

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range			0 to 0.6 x V _{CC}			V
Maximum Output Power	V _{CC} = +3V, f _{IN} = 1kHz	R _L = 8Ω	0.4			W
		R _L = 4Ω	0.7			
	V _{CC} = +5V, f _{IN} = 1kHz	R _L = 8Ω	1.2			
		R _L = 4Ω	2			
Total Harmonic Distortion Plus Noise	R _L = 4Ω, f _{IN} = 1kHz, P _O = 1W, f _{OSC} = 125kHz		0.4			%
Efficiency	MAX4295, R _L = 4Ω, f _{IN} = 1kHz, P _O = 2W		87			%
LOGIC INPUTS (SHDN, FS1, FS2)						
Logic Input Current	V _{LOGIC} = 0 to V _{CC}		1 100			nA
Logic Input High Voltage			0.7 × V _{CC}			V
Logic Input Low Voltage			0.3 × V _{CC}			V

Figura 4.3.-Datasheet del chip MAX4295 [19].

Como se observa en la figura superior, el voltaje de entrada ha de estar comprendido entre 0 y $0.6 \cdot V_{CC}$. Si alimentamos el circuito a 5V, esto corresponde a un rango de 0 a 3 voltios.

Fijando este valor a $-1V$, considerando una señal de entrada de $30mV_{pp}$ y aplicando la ecuación 4.1 se obtienen unos valores de resistencias tal que:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \rightarrow \frac{1}{0.03} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = 33.33$$

Si fijamos R_1 a $1k\Omega$, sustituyendo en la expresión anterior se obtiene:

$$R_2 = 33.333\Omega$$

Si normalizamos según los valores de la serie (E-96):

$$R_1 = 1k\Omega (E - 96)$$

$$R_2 = 33.200\Omega (E - 96)$$

Recordemos que, aunque el voltaje de salida sea negativo, no es importante ya que la información de audio esta codificada en la frecuencia de la señal.

Sobre la alimentación del chip, podemos observar cómo se precisan dos tipos de alimentaciones: una de potencia P_{VCC} y una se señal V_{CC} . Para asegurar estas alimentaciones, se usaran dos condensadores de $100nF$, uno en cada pata, lo más próximos al chip posible. Además, en la alimentación de potencia, se usará un condensador adicional de $330\mu F$ [19].

En cuanto a los pines restantes, los dos de selección (FS1 y FS2) se conectarán a 0, con el objetivo de tener una frecuencia de la señal portadora de 125kHz. El pin de “shutdown” (SHDN) se conectará a V_{CC} (1 lógico) para que trabaje en modo normal [19].

Por último, antes de la parte de pre-amplificación, se colocará un condensador C_{IN} para filtrar las posibles componentes de continua que se puedan introducir por la entrada.

El esquema completo de la etapa puede observarse en la siguiente figura:

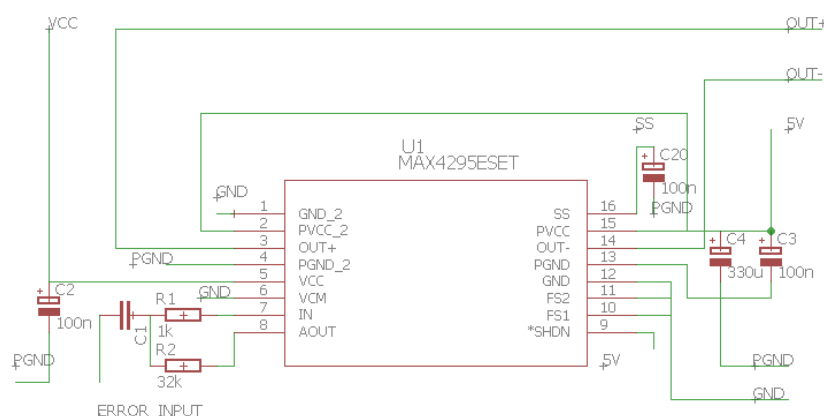


Figura 4.4.-Esquema completo de la etapa de pre-amplificación y modulación.

Los valores de los componentes de esta etapa, pueden verse en la siguiente tabla:

Componente	Nombre	Valor
Resistencia	R_1	$1k\Omega$
Resistencia	R_2	$33.2k\Omega$
Condensador	C_1	$100nF$
Condensador Electrolítico	C_2, C_3	$100nF$
Condensador Electrolítico	C_4	$330\mu F$

Tabla 4.2.-Nombres i valores de los componentes discretos en la etapa de pre-amplificación y modulación.

Como consideración de cara a la siguiente etapa, ha de tenerse en cuenta que la señal PWM que habrá a la salida del chip es una señal bipolar que oscilará entre $0V$ y $5V$. (Para más información consultar [19]).

4.2.-Drivers

Para atacar al puente en H, es necesario un tratado previo de las señales de activación. Si se atacara directamente, habría instantes de tiempo en que ambos transistores de una rama conducirían a la vez, lo que implicaría pérdidas dinámicas elevadas y, a largo plazo, el deterioro de los transistores. Además, el MAX4295 no genera la tensión flotante.

Por este motivo, es necesaria una etapa previa llamada “drivers”. Mediante dos chips se atacarán los diferentes transistores del puente en H para que lleven a cabo la amplificación de forma correcta. El chip seleccionado es el IR2110. A continuación, realizará una breve explicación de su funcionamiento [20].

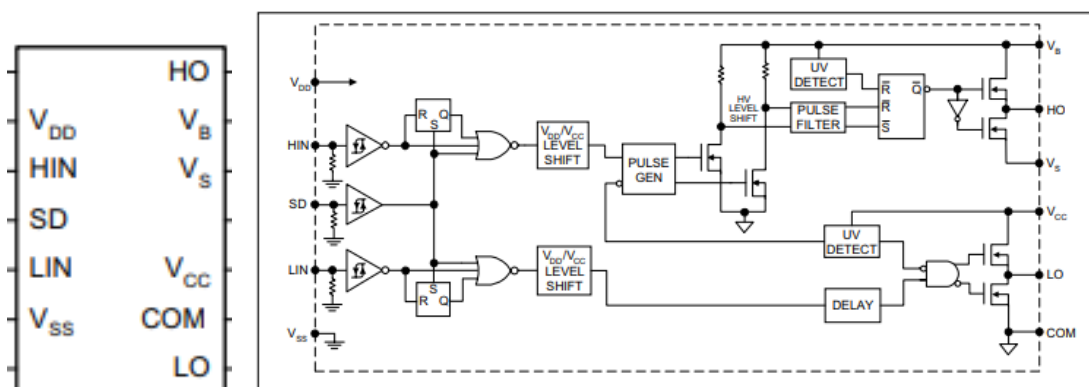


Figura 4.5.- Circuito integrado IR2110. Estructura interna [20].

El IR2110 es un driver de alto voltaje y alta velocidad basado en tecnología MOSFET con salidas de nivel alto y nivel bajo. Cada integrado puede atacar a una rama del puente en H, por eso la necesidad de utilizar dos en nuestro diseño. El integrado, recibe a su entrada dos señales de activación, en este caso las salidas $OUT +$ y $OUT -$ de la etapa previa [20].

A su salida, el chip proporciona las señales de activación de los transistores a unos niveles de voltaje superiores a los de entrada. Además, mediante un bloque interno de tiempo muerto o “dead-time” asegura que en ningún momento tendremos dos transistores de la misma rama conduciendo simultáneamente.

4.2.1.-Cálculos y consideraciones en la etapa de modulación

El IR2110, requiere dos alimentaciones, una para las etapas internas de señal y otra para las etapas de potencia. De acuerdo con el “datasheet” de la figura 4.6, estas alimentaciones han de ser de 5V para las etapas de señal y de 12V para las de potencia.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{DD}	Logic supply voltage	$V_{SS} + 3$	$V_{SS} + 20$	
V_{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V_{SS}	V_{DD}	°C
T_A	Ambient temperature	-40	125	

Figura 4.6.-Datasheet del integrado IR2110 [20].

Para la alimentación de señal, V_{DD} , es necesario utilizar un condensador para asegurar que en todo momento recibe alimentación. Este condensador será de $100nF$ [20].

La etapa de salida de este chip es un poco compleja. Como se puede observar en la figura 4.5 ha de generar dos tensiones distintas, una para cada transistor. Generar la tensión necesaria en el pin LO es fácil ya que está referenciada a masa. Para la alta en cambio, es más complicado, ya que como veremos más adelante, esta referenciada a la fuente de uno de los transistores. Por este motivo, es necesario crear una tensión flotante [20].

Para la creación de esta tensión flotante, es necesario colocar un diodo entre las patas V_{CC} y V_S .

Además, se colocaran dos condensadores, uno entre V_B y V_S , y otro entre V_{CC} y COM . Estos condensadores serán de $100nF$.

El esquema completo de la etapa puede observarse en la siguiente figura:

En la figura superior, se observan los montajes completos de esta etapa. En cada uno de los integrados, las salidas HO y LO atacaran los transistores de cada una de las ramas. La tensión LO irá referenciada a masa, la tensión HO , en cambio, irá referenciada a V_S que a su vez, estará conectada a la salida del puente en H.

Componente	Nombre	Valor	Modelo
Condensador Electrolítico	C_5, C_6, C_7	$100nF$	-
Condensador Electrolítico	C_8, C_9, C_{10}	$100nF$	-
Diodo	D_5, D_6	-	1N4148

48

4.3.-Etapa de potencia

Tal y como se ha visto en el apartado 2, la etapa de salida se realizará mediante cuatro transistores MOSFET de potencia, en una estructura conocida como puente en H. Como es sabido, el puente en H está constituido por dos ramas donde los transistores trabajan de forma complementaria.

Cada una de estas ramas, estará controlada por uno de los IR2110 del apartado anterior y, entre los dos transistores, se atacará a la carga, tal y como se puede apreciar en la siguiente figura:

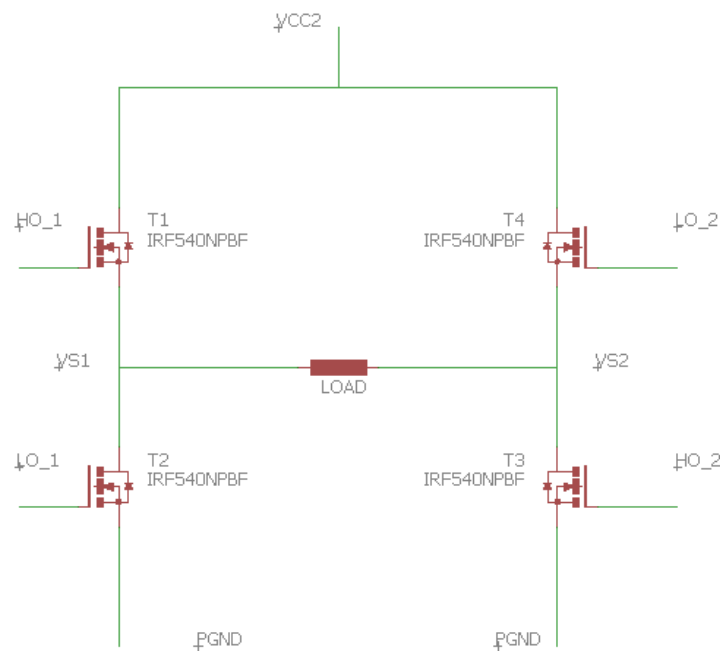


Figura 4.8.-Esquema parcial de la etapa de potencia.

Si se observa con detenimiento la figura superior, se ve que, cuando las señales están en estado alto, la corriente circula desde la alimentación hasta masa pasando por los transistores T1 y T3 y la carga “ve” una tensión positiva. Los transistores T2 y T4, están en estado de bloqueo.

En cambio, cuando las señales están en estado bajo, la corriente fluye a través de los transistores T4 y T2 y la carga “ve” una tensión negativa. Los transistores T1 y T3, están en estado de bloqueo.

Más adelante, en el apartado dedicado a las simulaciones, se verá de forma más clara el funcionamiento de este convertidor.

4.3.1.-Cálculos y consideraciones en la etapa de potencia

Para saber que transistores utilizar, hay que realizar unos cálculos previos sobre que potencia se desea a la salida.

Partiendo de que se desea una potencia de salida de $30W$:

$$P_{OUTrms} = \frac{V_{OUTrms}^2}{R_L} \quad (\text{Eq. 4. 2})$$

Sabiendo que, típicamente la impedancia de un altavoz es de unos 8Ω :

$$\begin{aligned} P_{OUTrms} = \frac{V_{OUTrms}^2}{R_L} \rightarrow 30 &= \frac{V_{OUTrms}^2}{8} \rightarrow V_{OUTrms}^2 = 30 \cdot 8 \rightarrow V_{OUTrms} = \sqrt{30 \cdot 8} \\ &= 15,49V \rightarrow V_{omax} = \sqrt{2} \cdot 15,49 = 21,91V \end{aligned}$$

La intensidad máxima que circulará vendrá dada por la fórmula:

$$I_{Omax} = \frac{V_{omax}}{R_L} \quad (\text{Eq. 4. 3})$$

Aplicando la expresión 4.3:

$$I_{Omax} = \frac{V_{omax}}{R_L} = \frac{21,91}{8} = 2,74A$$

Los valores obtenidos anteriormente se pueden normalizar a $24V$ para la alimentación y $3A$ para la corriente.

Dados estos resultados, habrá que encontrar unos transistores que aguanten estos valores y, además, que puedan trabajar a la frecuencia de las señales de conmutación, es decir, a $125kHz$.

El transistor escogido es el IR540N y sus principales características se encuentran en la siguiente figura:

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	33	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	23	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	110	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	130	W
	Linear Derating Factor	0.87	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current①	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	7.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	300 (1.6mm from case) 10 lbf•in (1.1N•m)	

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 250\mu\text{A}$

Figura 4.9.-Datasheet del transistor IRF540N [21].

Como se puede apreciar en la figura superior, el transistor aguanta corrientes de hasta 33A y voltajes de hasta 100V.

Por último, falta comprobar si los tiempos de subida y de bajada corresponden con los deseados. Según el “datasheet” del fabricante, los tiempos de subida y de bajada son de 35ns como se puede apreciar en la siguiente figura:

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 50\text{V}$ $I_D = 16\text{A}$ $R_G = 5.1\Omega$ $V_{GS} = 10\text{V}$, See Fig. 10 ④
t_r	Rise Time	—	35	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—		
t_f	Fall Time	—	35	—		

Figura 4.10.-Datasheet del transistor IRF540N. Tempos de subida y de bajada [21].

Los valores obtenidos corresponden a una frecuencia muy superior a la que usaremos por lo que se pueden usar sin ningún tipo de impedimento.

Hay una última consideración necesaria para asegurar el buen funcionamiento de esta etapa. Como es debidamente sabido, los transistores MOS poseen capacidades en sus puertas que, aunque son de valor muy bajo, no se deben despreciar.

La carga de estos transistores ha de realizarse mediante una resistencia, de unos 120Ω pero la descarga ha de ser casi inmediata, a modo de evitar situaciones en que los dos transistores de una misma rama estén conduciendo simultáneamente. Para forzar esta descarga, se utilizarán diodos en anti paralelo con las resistencias anteriormente comentadas.

El circuito a montar entre las salidas del chip IR2110 y las puertas de los transistores es el siguiente:

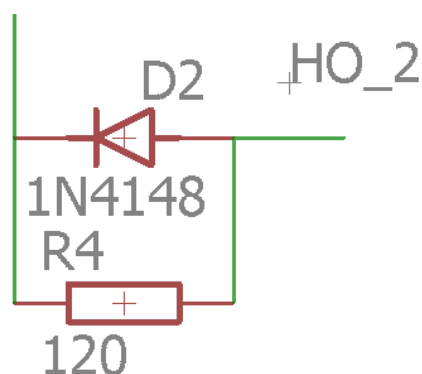


Figura 4.11.-Etapa intermedia entre los drivers y el puente en H.

El esquema completo de la etapa de potencia es el siguiente:

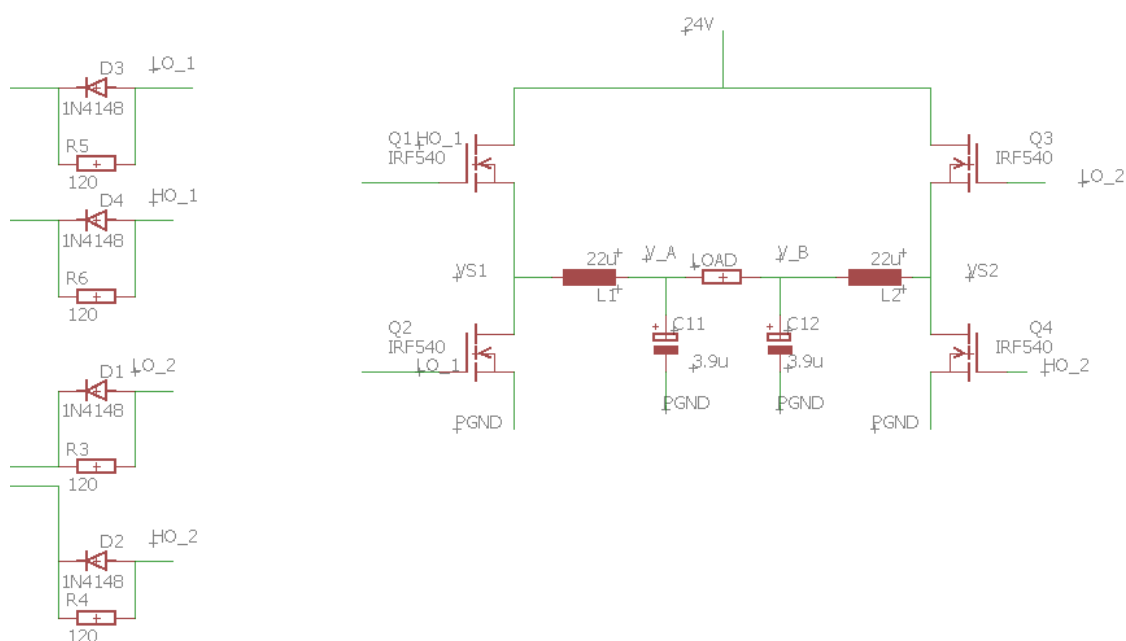


Figura 4.12.-Esquema completo de la etapa de potencia.

Los valores y modelos de los componentes de esta etapa, pueden verse en la siguiente tabla:

Componente	Nombre	Valor	Modelo
Resistencia	R_3, R_4, R_5, R_6	120Ω	—
Diodo	D_1, D_2, D_3, D_4	—	1N4148
Transistor MOSFET de canal N	T_1, T_2, T_3, T_4	—	IR540N

Tabla 4.4.-Nombres, valores y modelos de los componentes discretos en la etapa de potencia.

4.3.2.-Pérdidas en la etapa de potencia

Como hemos visto en el apartado 3.2.4, existen dos tipos de pérdidas a considerar, las estáticas y las dinámicas.

Para calcular las pérdidas estáticas usaremos la expresión 3.12. Despreciando el último término de la misma, esta puede reescribirse como:

$$P_d = R_d \cdot I_d^2$$

El valor de R_d se obtiene del “datasheet” del componente, cómo puede apreciarse en la siguiente figura:

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/°C	Reference to 25°C, $I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	44	mΩ	$V_{GS} = 10V, I_D = 16A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$

Figura 4.13.-Datasheet del IRF540N [21].

Como puede observarse en la figura anterior, el valor de R_d es:

$$R_d = 44m\Omega$$

Sabiendo que la corriente que se entrega a la carga es de 2.74 A, la expresión 3.12 puede reescribirse de la siguiente forma:

$$P_e = R_d \cdot I_d^2 = 44 \cdot 10^{-3} \cdot 2.74^2 = 0.33W$$

Por otra parte, las pérdidas dinámicas vienen dadas por la expresión 3.13. El cálculo de estas pérdidas no será exacto ya que, como se observa en la ecuación, depende de la frecuencia de la señal de audio. Al ser una señal variable, tomará gran cantidad de valores de frecuencias distintos en un período de tiempo.

Para hacer un cálculo aproximado, se tomará una frecuencia de 5.000Hz .

Los tiempos de conmutación vienen dados por el fabricante, en este caso, tal y como se observa en la figura, estos son de 35ns .

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 50\text{V}$ $I_D = 16\text{A}$ $R_G = 5.1\Omega$ $V_{GS} = 10\text{V}$, See Fig. 10 ④
t_r	Rise Time	—	35	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—		
t_f	Fall Time	—	35	—		
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1960	—	pF	$V_{GS} = 0\text{V}$ $V_{DS} = 25\text{V}$ $f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	250	—		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—		
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy②	—	700⑤	185⑥	mJ	$I_{AS} = 16\text{A}$ $t = 1.5\text{ms}$

Figura 4.14.-Tiempos de conmutación del IRF540N [21].

Estos tiempos pero, corresponden a la carga y descarga del condensador parásito de la puerta del MOSFET mediante una resistencia de 5.1Ω . En este diseño, la carga se realiza a través de una resistencia de 120Ω .

Se puede considerar el tiempo de carga de un condensador como cuatro constantes de tiempo o 4τ . Siendo τ :

$$\tau = R \cdot C \quad (\text{Eq. 4.4})$$

En este caso, el valor de C , según del “datasheet” de la figura 4.14:

$$C = 1960\text{pF}$$

Si cargamos el condensador mediante una resistencia de $R = 120\Omega$ y aplicamos la ecuación 4.4:

$$\tau = R \cdot C = 120 \cdot 1960 \cdot 10^{-12} = 235.2\text{ns}$$

En cuanto a la descarga del condensador, al realizarse mediante un diodo en anti paralelo con la resistencia, se puede considerar de $35ns$, tal y como indica la figura 4.14.

Si se sustituyen los valores de la expresión 3.13 se obtiene:

$$P_d = t_s \cdot V \cdot I \cdot f =$$

$$= (235.2 + 35) \cdot 10^{-9} \cdot 24 \cdot 2.74 \cdot 5.000 = 0.0888W$$

Por lo tanto, las pérdidas totales en un transistor vienen dadas por la fórmula:

$$P_Q = P_e + P_d = 0.33W + 0.088W = 0.418W \text{ (Eq. 4. 5)}$$

Teniendo en cuenta que en cada ciclo de la señal de entrada trabajan dos transistores, las pérdidas en cada ciclo de la señal serán:

$$P_T = 2 \cdot P_Q = 2 \cdot 0.418W = 0.837W \text{ (Eq. 4. 6)}$$

A partir del resultado anterior, y sabiendo que la potencia media aportada a la carga es de $30W$, el rendimiento de este amplificador viene dado por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_Q}{P_{in}} = \frac{30 - 0.837}{30} = 0.9720 \text{ (Eq. 4. 7)}$$

En otras palabras, tiene un rendimiento del 97.20%.

4.4.-Etapas de filtrado

A la salida del puente en H tendremos un tren de pulsos con la información codificada, por lo que habrá que realizar una demodulación para eliminar los productos de intermodulación aparecidos en las etapas previas. Mediante el filtro pasa-bajo mencionado en los apartados anteriores conseguiremos esta demodulación.

4.4.1.-Cálculos y consideraciones en la etapa de filtrado

Los valores de condensadores y bobinas se obtendrán mediante la siguiente expresión:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \text{ (Eq. 4. 8)}$$

Si fijamos el valor de L en $33\mu H$, el de la frecuencia de corte en $20kHz$ y aplicamos la expresión anterior:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \rightarrow 20.000 \cdot 2 \cdot \pi = \frac{1}{\sqrt{33 \cdot 10^{-6} \cdot C}}$$

Operando obtenemos un valor de $C = 1.91 \cdot 10^{-6}F$ que si normalizamos se llega a $C = 2\mu F$ (*Serie E – 24*).

Recordemos pero, que para el puente completo, había que realizar las siguientes transformaciones en los valores obtenidos: $L_T = \frac{L}{2}$ y $C_T = 2C$.

Aplicando las transformaciones anteriores, obtenemos los siguientes valores:

$$L_T = \frac{L}{2} = \frac{33\mu H}{2} = 16.5\mu H$$

$$C_T = 2C = 2 \cdot 2\mu F = 4\mu F$$

Si normalizamos los valores anteriores:

$$L_T = 16.5\mu H \rightarrow 22\mu H(E - 12)$$

$$C_T = 4\mu F \rightarrow 3.9\mu F(E - 24)$$

Hay que tener en cuenta, además, que las bobinas deben aguantar una corriente máxima de $3A$ y los condensadores una tensión de $48V$.

El esquema final del filtro es el siguiente:

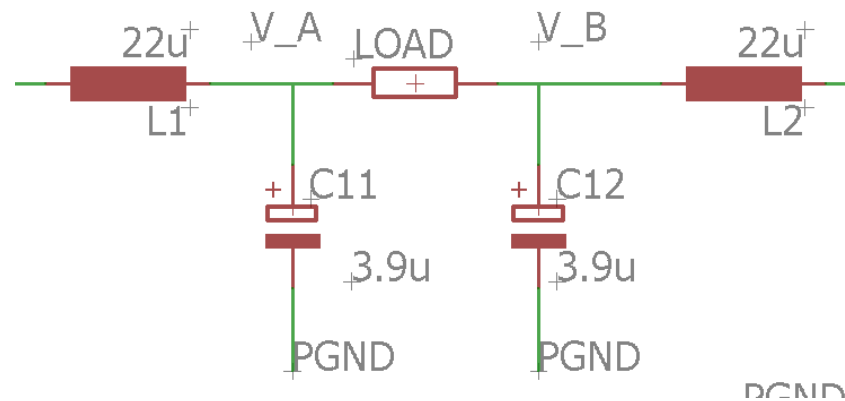


Figura 4.15.-Esquema completo de la etapa de filtrado.

4.5.-Caracterización del sistema

Una vez descritos los elementos principales de sistema, se puede sintetizar en un diagrama de bloques para el análisis en frecuencia.

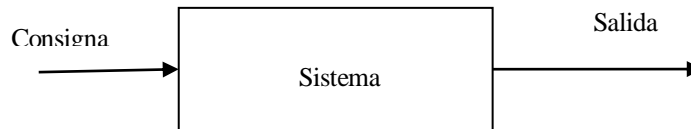


Figura 4.16.-Diagrama de bloques básico del diseño.

La figura 4.16 muestra el diagrama de bloques básico de nuestro amplificador en clase D. El sistema, consiste en una función de transferencia que se obtiene del análisis en pequeña señal del convertidor realizado en el apartado 3.2.1.

De la figura 3.4, y tomando como salida v_o los bornes de la resistencia (el altavoz) se puede realizar el siguiente análisis:

$$v_o = 2 \cdot E \cdot \tilde{d} \cdot \frac{\frac{R}{1+sRC}}{\frac{R}{1+sRC} + sL} \quad (\text{Eq. 4.9})$$

Operando con la expresión anterior:

$$\frac{v_o}{\tilde{d}} = \frac{2 \cdot E \cdot R}{R + sL + S^2RLC} = \frac{2 \cdot E}{s^2LC + s\frac{L}{R} + 1} \quad (\text{Eq. 4. 10})$$

Si se toman los valores de R, C, L y E según se han calculado en los apartados anteriores y aplica la siguiente función a un programa de análisis matemático como MATLAB®, se obtiene el siguiente diagrama de bode:

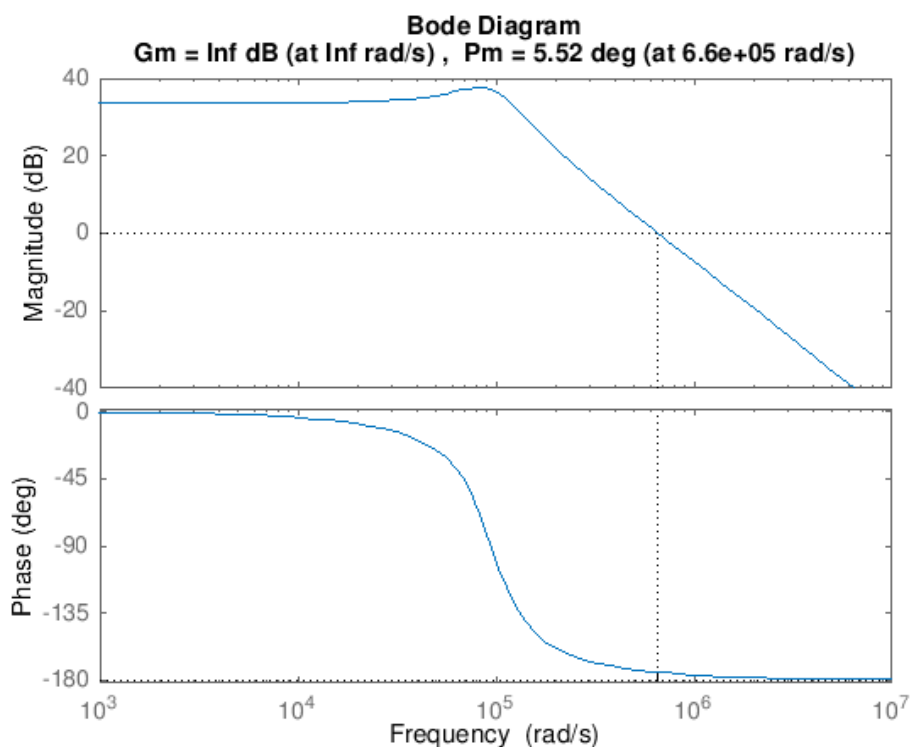


Figura 4.17.-Diagrama de bode del convertidor.

Como se puede comprobar, el sistema tiene un comportamiento de pasa-bajos. Uno de los problemas que podrían surgir es que nuestra banda de audio no esté comprendida dentro de la banda de paso de este sistema.

Mediante cursores se ha obtenido que la frecuencia de corte (frecuencia dónde la ganancia se reduce 3dB) esta a una frecuencia de $1.34 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$

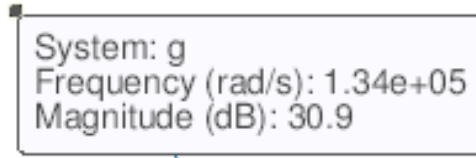


Figura 4.18.-Frecuencia de corte del convertidor.

La frecuencia de $1.34 \cdot 10^5 \frac{rad}{s}$ corresponde, aproximadamente a unos $20kHz$, el valor que habíamos escogido como frecuencia de corte, por lo que no será un problema.

El problema que sí aparece es el margen de fase. El margen de fase es un concepto que nos permite determinar la estabilidad del sistema. Como más cercano a 0 sea este valor, más cerca de la inestabilidad estará el sistema [25].

Si se ejecuta la instrucción “*margin(g)*” en MATLAB, se obtiene que el margen de fase de nuestro sistema es de 5.52° , un valor extremadamente pequeño, por lo que podría conducir a la inestabilidad del sistema.

Una posible solución sería mediante la realimentación del sistema. Un posible diagrama de bloques sería el siguiente:

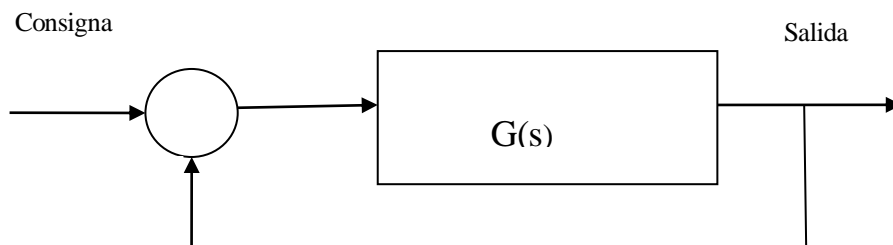


Figura 4.19.-Diagrama de bloques del sistema con realimentación negativa.

Como es sabido, en este tipo de sistemas, la función de transferencia viene dada por la función:

$$f dt = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (\text{Eq. 4.11})$$

Como en este caso la función de realimentación $H(s)$ es unitaria, la fórmula se puede simplificar a:

$$f dt = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (\text{Eq. 4.12})$$

Considerando la función $G(s)$ que se ha descrito anteriormente, y aplicando la expresión 4.12, se obtiene la siguiente expresión:

$$G'(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{2 \cdot E}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1 + 2 \cdot E} \quad (\text{Eq. 4.13})$$

Si hacemos el diagrama de bode de esta nueva función de transferencia:

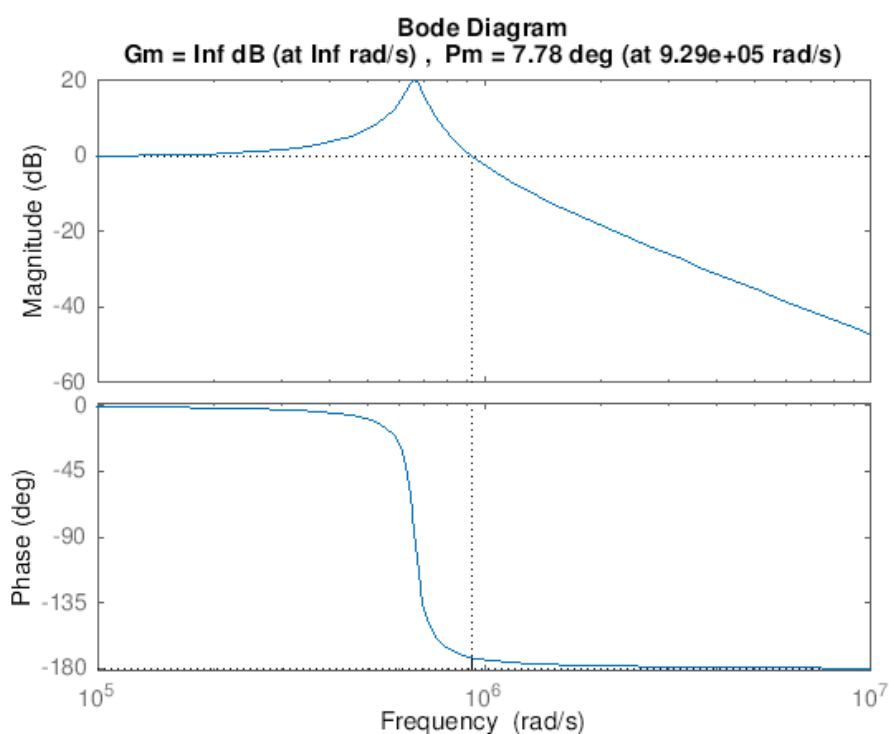


Figura 4.20.-Diagrama de bode del convertidor con realimentación negativa.

Podemos apreciar cómo el margen de fase ha aumentado hasta 7.8° aproximadamente, pero sigue siendo insuficiente. Por otra parte, se puede apreciar cómo ha desaparecido el término de continua.

Para considerar que un sistema tiene un margen de fase suficiente para ser estable, ese valor debería de ser de 45°.

Para conseguir el margen de fase deseado, es necesario realizar un compensador de avance de fase.

4.5.1.-El compensador por avance de fase

El margen de fase se ha descrito como la diferencia en grados desde que la señal del diagrama de bode cruza por 0 dB hasta que la fase de la señal llega a 180° [10].

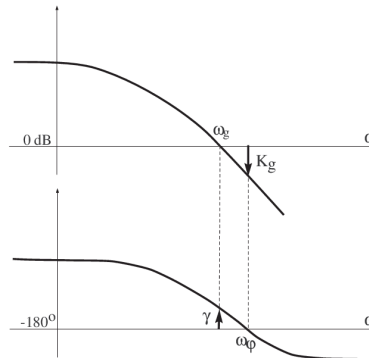


Figura 4.21.-Margen de fase de un sistema.

La idea del compensador es fácil: consiste en crear un cero y un polo, con la frecuencia de corte en el medio, de forma que la señal llegue a 180° mas tarde de lo que debería [10].

Los pasos a seguir para el diseño son los siguientes:

Partiendo de la función de transferencia el lazo abierto, la especificación de error estático (e_{ss}) y la de margen de fase deseado ($\gamma_{sistema\ compensado}$).

- 1.-Calcular la ganancia de lazo abierto K para satisfacer las especificaciones de error estático dadas.
- 2.-Calcular el margen de fase γ del sistema sin compensar.
- 3.-calcular el adelanto de fase adicional Φ_m , añadiendo un margen de seguridad del 10%:

$$\Phi_m = (\gamma_{sistema\ compensado} - \gamma) \cdot 1.1 \quad (\text{Eq. 4. 14})$$

- 4.-Calcular el factor α mediante la ecuación:

$$\alpha = \frac{1 + \sin(\Phi_m)}{1 - \sin(\Phi_m)} \quad (\text{Eq. 4. 15})$$

5.-Determinar la frecuencia ω'_c a la que la curva de magnitud no compensada es $-10 \log(\alpha)$. Esta frecuencia ω'_c será la nueva frecuencia de cruce a 0 dB del sistema compensado. Tomaremos $\omega'_c = \omega_m$.

6.-Determinar la frecuencia a la que se presenta el cero del compensador z :

$$z = \frac{\omega'_c}{\sqrt{\alpha}} \quad (\text{Eq. 4. 16})$$

7.-Calcular el polo del compensador mediante:

$$p = \alpha \cdot z \quad (\text{Eq. 4. 17})$$

8.-Calcular la función de transferencia del compensador $G(s)$:

$$G(s) = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\frac{s}{z} + 1}{\frac{s}{p} + 1} \quad (\text{Eq. 4. 18})$$

9.-Calcular el margen de fase del sistema compensado $\gamma_{\text{sistema compensado}}$

El diseño teórico anterior se puede implementar mediante el siguiente circuito electrónico:

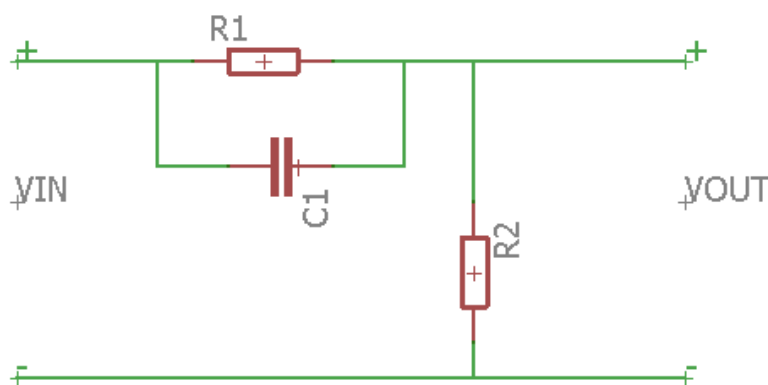


Figura 4.22.-Implementación práctica del compensador por avance de fase.

Para saber que valores asignar a los componentes, hay que obtener primero la función de transferencia de este esquema:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 C s + 1}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C s + 1} = \frac{\alpha \tau s + 1}{\alpha (\tau s + 1)} \quad (\text{Eq. 4.19})$$

Haciendo el símil con la expresión resultante del compensador [4.13], se obtienen los siguientes valores de α y τ :

$$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} > 1 \quad (\text{Eq. 4.20})$$

$$\tau = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \quad (\text{Eq. 4.21})$$

$$\alpha \tau = R_1 C \quad (\text{Eq. 4.22})$$

En el diseño de estos reguladores hay que vigilar la relación entre R_1 y R_2 ya que pueden aportar una reducción de la señal, si esta es continua. En nuestro caso, podemos despreciar este efecto ya que las señales de audio son alternas.

Si se quisiera solucionar este problema, bastaría con que el factor α fuera unitario.

4.6.-El lazo de realimentación

Como se ha visto en el apartado 2.5 de este trabajo, la realimentación es necesaria a modo de mejorar la linealidad del sistema y de la minimización de errores.

La realimentación pero, ha de hacerse con una señal que este en el mismo rango que la señal de entrada, por lo que habrá que tomar la señal de salida filtrada, reducirla a valores de tensión similares a los de la tensión de entrada y convertirla a una tensión en modo común (ya que a la salida del altavoz, esta será diferencial) [10].

4.6.1.-Reducción de la señal de salida

La señal de salida del puente en H, previa al filtrado, estará comprendida entre $-24V$ y $+24V$. Después del filtrado. Obtendremos una señal sinodal con un valor de pico de $V_p = 24V$ o, lo que es lo mismo, una señal con valor de pico a pico de $V_{pp} = 48V$.

Como es sabido, la ecuación de un divisor de tensión es la siguiente:

$$V_O = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{Eq. 4.21})$$

Donde R_1 es la resistencia superior y R_2 la inferior.

Así, si se desean $5V$ a la salida, teniendo $24V$ a la entrada y fijando R_2 a $10k\Omega$:

$$V_O = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow 5 = 24 \cdot \frac{10.000}{R_1 + 10.000}$$

Aislando R_1 de la ecuación anterior se obtiene:

$$R_1 = \left[10.000 - \frac{5 \cdot 10.000}{24} \right] \cdot \frac{24}{5} = 38k\Omega$$

El esquema de esta etapa se puede apreciar en la siguiente figura:

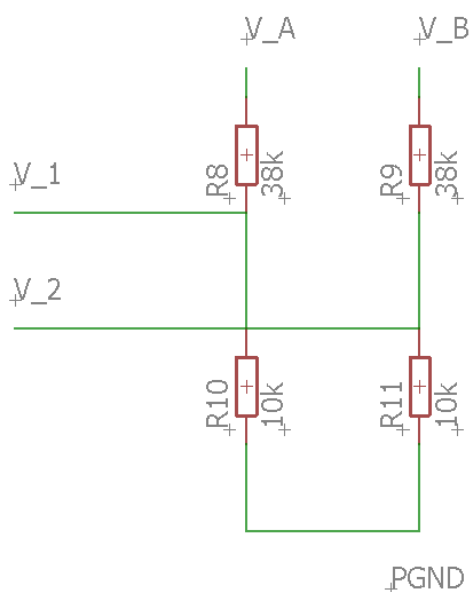


Figura 4.23.-Esquema completo de la etapa de reducción.

Los valores de los componentes de esta etapa, pueden verse en la siguiente tabla:

Componente	Nombre	Valor
Resistencia	R_8, R_9	$38k\Omega$
Resistencia	R_{10}, R_{11}	$10k\Omega$

Tabla 4.5.-Nombres y valores de los componentes discretos en la etapa de reducción

En la figura anterior, los bornes V_A y V_B van conectados en bornes al altavoz, y los bornes V_1 y V_2 atacarán al amplificador diferencial.

4.6.2.-Conversión a tensión en referencia a masa

A la salida del reductor, aún tenemos una tensión diferencial que, si queremos restarla a la señal de entrada, hay que convertirla a una señal referenciada a masa. Para ello, utilizaremos un amplificador diferencial [9].

Este tipo de dispositivos, formado por un amplificador operacional, convierte una tensión diferencial en una referenciada a masa, dándole una ganancia. La estructura básica es la siguiente [23]:

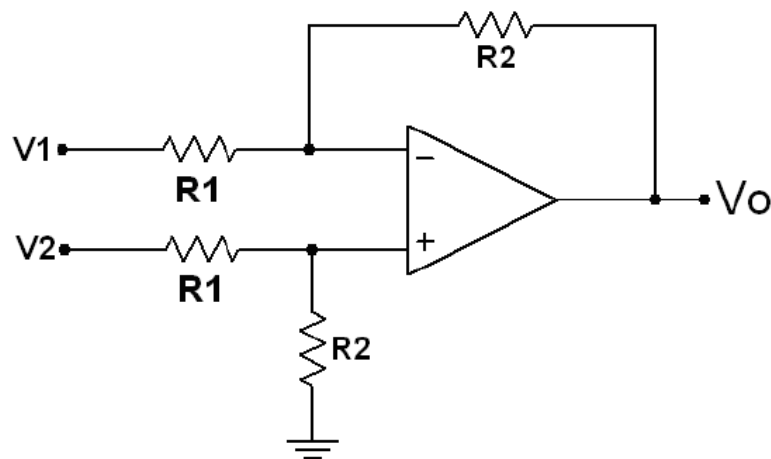


Figura 4.24.-Esquema Esquema de un amplificador diferencial.

El problema que presenta este tipo de amplificador es que las resistencias R_1 interferirían en el reductor de la etapa previa. Para evitar esto, se colocan dos seguidores de tensión en las

entradas del circuito de la figura 4.23 y este se convierte en el conocido amplificador de instrumentación.

La estructura del amplificador de instrumentación puede verse en la siguiente figura:

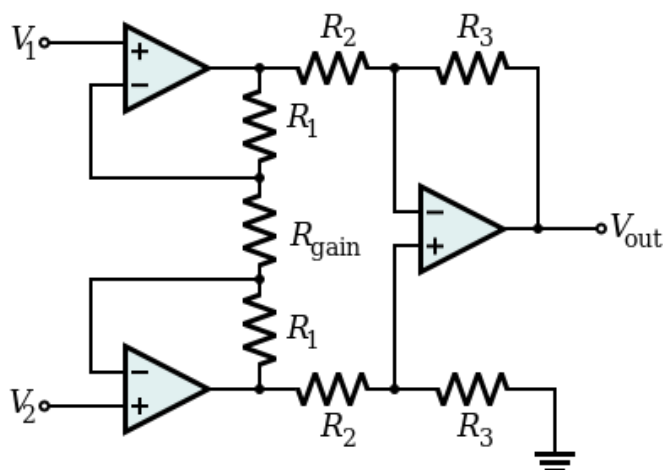


Figura 4.25.-Esquema Esquema de un amplificador de instrumentación [9].

De este modo, las resistencias del reductor no interfieren en la ganancia del amplificador de instrumentación.

La función de transferencia de este bloque viene dado por la siguiente ecuación:

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \cdot \left(1 + \frac{2R_1}{R_g}\right) \cdot \frac{R_3}{R_2} \quad (\text{Eq. 4. 22})$$

Como queremos que esta etapa actúe como reductora, se hará que el cociente $\frac{2R_1}{R_g}$ sea unitario y que la reducción se lleve a cabo mediante los resistores R_2 y R_3 .

Si fijamos R_g a $2k\Omega(E - 96)$, R_1 ha de ser de $1k\Omega(E - 96)$ para que el cociente sea unitario.

A la salida del reductor, tendremos una señal de 5V de pico. Al ser una la inversa de la otra, la diferencia $(V_2 - V_1)$ máxima será de 10V. Si a la salida se quiere obtener una señal de 30mV, aplicando la ecuación 4.22:

$$0.03 = 10 \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot 1000}{2000}\right) \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Aislado, el cociente $\frac{R_3}{R_2}$ debe de ser de:

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{0.03}{20} = 1.5 \cdot 10^{-3}$$

Si fijamos R_3 a $1k\Omega$, y aplicamos la ecuación anterior:

$$\frac{1.000}{R_2} = 1.5 \cdot 10^{-3} \rightarrow R_2 = 666.666,7\Omega$$

Si normalizamos a valores de la serie (E-96):

$$R_1 = 1k\Omega (E - 96)$$

$$R_2 = 665k\Omega (E - 96)$$

Los valores de los componentes de esta etapa, pueden verse en la siguiente tabla:

Componente	Nombre	Valor
Resistencia	R_g	$2k\Omega$
Resistencia	R_1	$1k\Omega$
Resistencia	R_2	$665k\Omega$
Resistencia	R_3	$1k\Omega$

Tabla 4.6.-Nombres y valores de los componentes discretos en la etapa de reducción.

4.6.3.-Diseño del compensador por avance de fase

Aunque el compensador puede estar ubicado antes de la etapa de modulación, su diseño se realizará dentro del lazo de realimentación, dónde también puede estar ubicado [10].

Para el diseño de esta etapa, se seguirán los pasos descritos en el apartado 4.5.1.

1.-Calcular la ganancia de lazo abierto K para satisfacer las especificaciones de error estático dadas.

Aplicando la instrucción “*dcgain(f)*” de MATLAB a la función de transferencia en anillo abierto obtenida en el apartado 4.5, se obtiene que la ganancia K del sistema es de 48.

También se podría haber obtenido si se hubiera hecho $G(0)$ en la función de transferencia anteriormente mencionada.

2.-Calcular el margen de fase γ del sistema sin compensar.

Como se puede observar en la figura 4.18 el margen de fase del sistema es de 7.78° , por lo tanto:

$$\gamma = 7.78^\circ$$

3.-Calcular el adelanto de fase adicional Φ_m , añadiendo un margen de seguridad del 10%:

$$\Phi_m = (\gamma_{\text{sistema compensado}} - \gamma) \cdot 1.1 = (45 - 7.78) \cdot 1.1 = 40.942^\circ$$

4.-Calcular el factor α mediante la ecuación:

$$\alpha = \frac{1 + \sin(\Phi_m)}{1 - \sin(\Phi_m)} = \frac{1 + \sin(40.942)}{1 - \sin(40.942)} = 4.8$$

5.-Determinar la frecuencia ω'_c a la que la curva de magnitud no compensada es $-10 \log(\alpha)$. Esta frecuencia ω'_c será la nueva frecuencia de cruce a 0 dB del sistema compensado. Tomaremos $\omega'_c = \omega_m$.

$$-10 \log(\alpha) = -10 \log(4.8) = -7.62 \text{ dB}$$

En la siguiente figura se puede observar como en el punto $\omega = 9.78 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$ se tienen aproximadamente -6.91 dB .

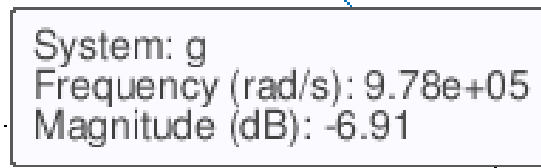


Figura 4.26.-Frecuencia a la que se tienen -6.91dB .

6.-Determinar la frecuencia a la que se presenta el cero del compensador z :

$$z = \frac{\omega'_c}{\sqrt{\alpha}} = \frac{9.78 \cdot 10^5}{\sqrt{4.8}} = 4.46 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

7.-Calcular el polo del compensador mediante:

$$p = \alpha \cdot z = 4.8 \cdot 4.46 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}} = 2.14 \cdot 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

8.-Calcular la función de transferencia del compensador $G_1(s)$:

$$G_1(s) = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{\frac{s}{z} + 1}{\frac{s}{p} + 1} = \frac{\frac{s}{4.46 \cdot 10^5} + 1}{4.8 \cdot \left(\frac{s}{2.14 \cdot 10^6} + 1 \right)}$$

9.-Calcular el margen de fase del sistema compensado $\gamma_{\text{sistema compensado}}$

Una vez llegados a este punto, hay que introducir la función de transferencia de nuestro compensador en el sistema: $G_T(s) = G(s) \cdot G_1(s)$. Si se introducen estos datos a MATLAB y se ejecuta la instrucción “margin()”, se obtiene la siguiente figura:

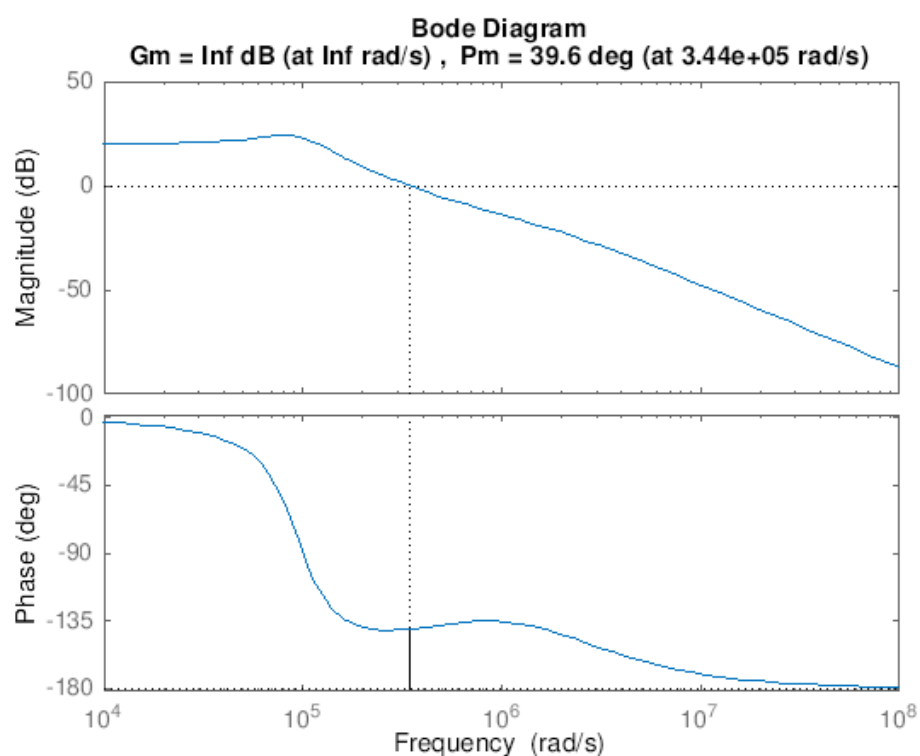


Figura 4.27.-Diagrama de bode y márgenes de fase del sistema convertidor + compensador.

Como se puede observar, el margen de fase es de $39,6^\circ$ aproximadamente, lo que convierte el sistema en estable en lazo abierto. Sin embargo, si se estudia en lazo cerrado, con realimentación unitaria se obtiene el siguiente diagrama de bode:

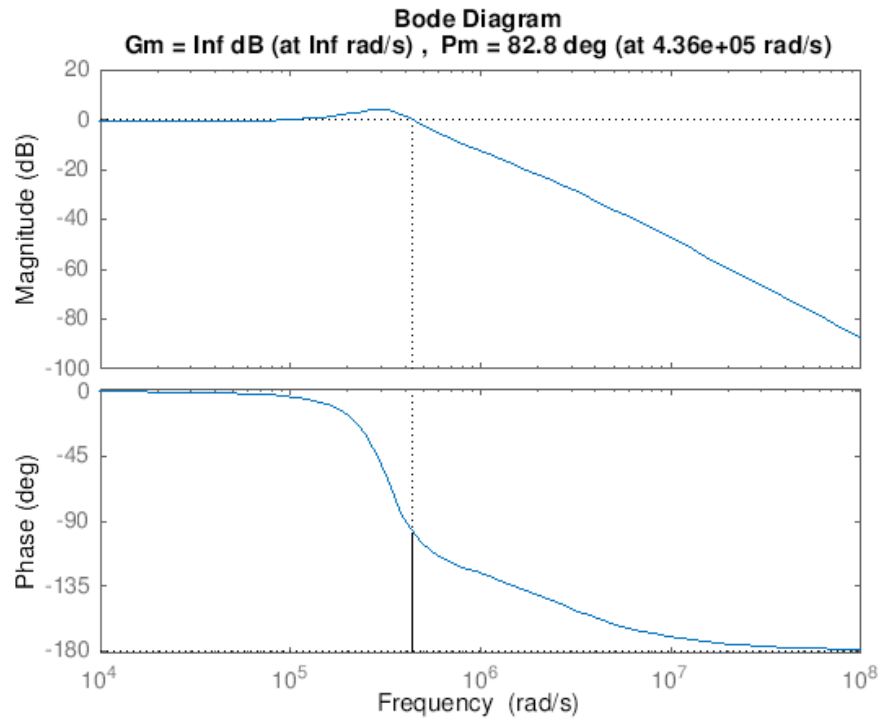


Figura 4.28.-Diagrama de bode y márgenes de fase del sistema convertidor + compensador con realimentación negativa.

Podemos afirmar pues que, mediante un compensador de avance de fase y la realimentación negativa se asegurar la estabilidad del sistema.

Para implementar la función de transferencia 4.22 en un esquema electrónico, habrá que recurrir a la función de transferencia de este bloque:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_1 C s + 1}{\frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} C s + 1} = \frac{\alpha \tau s + 1}{\alpha (\tau s + 1)} \quad (\text{Eq. 4.22})$$

Donde:

$$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} > 1 \quad (\text{Eq. 4.23})$$

$$\tau = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \quad (\text{Eq. 4.24})$$

$$\alpha \tau = R_1 C \quad (\text{Eq. 4.25})$$

De la ecuación 4.22 obtenida en el apartado anterior, se obtienen os siguientes valores:

$$\alpha = 4.8$$

$$\alpha\tau = \frac{1}{4.46 \cdot 10^5}$$

Sustituyendo en las expresiones 4.23, 4.24, 4.25, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{R_1}{R_2} + 1 = 4.8 \\ R_1 C \cdot 4.46 \cdot 10^5 = 1 \\ R_1 R_2 C \cdot 2.14 \cdot 10^6 = R_1 + R_2 \end{cases}$$

Solucionando el sistema anterior se llega a los siguientes valores:

$$R_1 = 4.8\Omega$$

$$R_2 = 1\Omega$$

$$C = 4.6 \cdot 10^{-7}F = 46\mu F$$

Normalizando las resistencias a la serie ($E - 96$) y los condensadores a la serie ($E - 12$) los valores anteriores quedan en:

$$R_1 = 4.8\Omega$$

$$R_2 = 1\Omega$$

$$C = 47\mu F$$

Los valores de los componentes de esta etapa, pueden verse en la siguiente tabla:

Componente	Nombre	Valor
Resistencia	R_1	4.8Ω
Resistencia	R_2	1Ω
Condensador	C	$47\mu F$

Tabla 4.7.-Nombres y valores de los componentes discretos en la etapa avance de fase.

4.6.4.-El restador

Una vez reducida y adelantada, la señal ya puede ser restada a la señal de entrada para generar una señal de error y así cerrar el lazo de realimentación [9].

Para esta etapa, se utilizará el circuito siguiente:

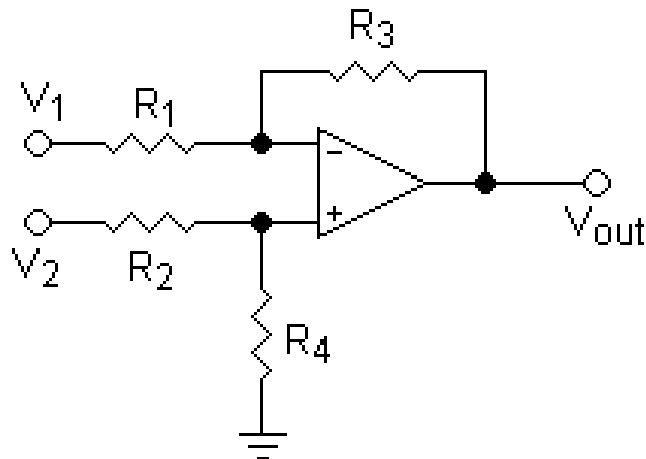


Figura 4.29.-Amplificador diferencial o restador.

Como se puede observar, se utiliza la misma estructura que en el amplificador de instrumentación sin los “*buffers*” de entrada.

Como sabemos, la ecuación que rige este circuito es la siguiente [9]:

$$V_{out} = V_2 \cdot \frac{(R_2 + R_4) \cdot R_3}{(R_4 + R_2) \cdot R_1} - V_1 \frac{R_3}{R_1} \quad (\text{Eq. 4. 26})$$

Al tratarse de la etapa restadora, no se necesita ganancia, por tanto esta debe de ser unitaria. Si fijamos todas las resistencias iguales a un valor de $10k\Omega$, la expresión anterior se reduce a:

$$V_{out} = V_2 - V_1 \quad (\text{Eq. 4. 27})$$

Donde V_2 será la señal de entrada de audio y V_1 la señal de realimentación.

Los valores de los componentes de esta etapa, pueden verse en la siguiente tabla:

Componente	Nombre	Valor
Resistencia	R_1, R_2, R_3, R_4	$10k\Omega$

Tabla 4.8.-Nombres y valores de los componentes discretos en la etapa del restador.

4.7.-Etapa de alimentación

Para que el sistema funcione correctamente, ha de ser debidamente alimentado. Además, al tener varias etapas, cada una de ellas requiere un tipo concreto de alimentación [7].

En la siguiente tabla pueden verse las distintas etapas que forman el sistema y las alimentaciones que requieren.

Etapas	Alimentación requerida
Pre-Amplificación y modulación	5V
Drivers	5V y 12V
Potencia	24V
Realimentación	$\pm 5V$

Tabla 4.9.-Alimentaciones de las etapas del sistema.

Partiendo de una fuente de alimentación que proporcione 24V, habrá que reducirlos a 12V y 5V para asegurar las demás alimentaciones. En esta parte se utilizarán reguladores lineales, tal y como se puede ver en el siguiente esquema:

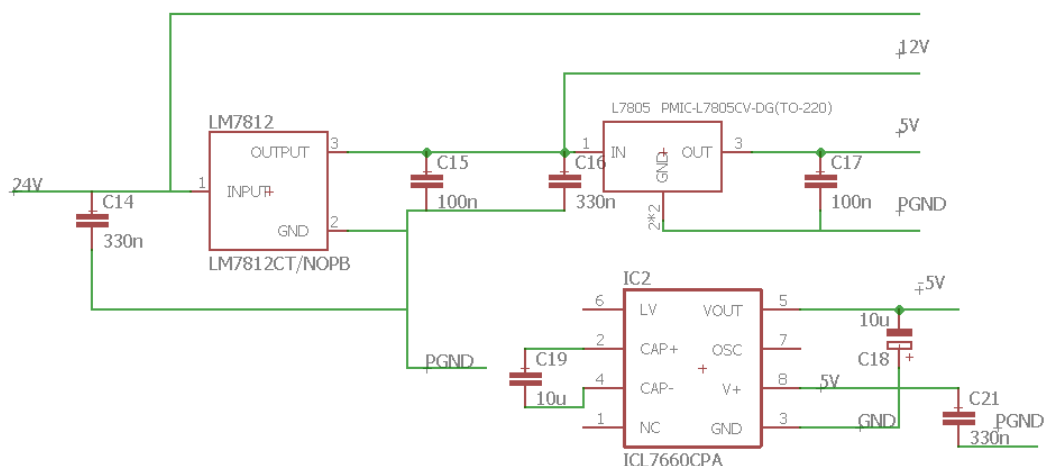


Figura 4.30.- Esquema completo de la etapa de alimentación.

Primero de todo, se atacará al regulador LM7812 con 24V y a su salida proporcionará 12V. A su vez, estos 12V atacarán dos reguladores, el LM7805 y el ICL7660. Estos chips proporcionarán 5V y -5V respectivamente.

4.7.1.- Cálculos y consideraciones en la etapa de alimentación

LM7812

Este chip es un regulador de tensión positiva que puede entregar a su salida hasta 1A. El montaje típico de este chip se muestra en la siguiente figura [7]:

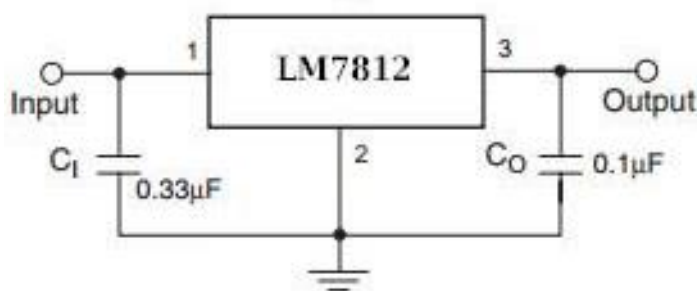


Figura 4.31.- Montaje básico del regulador de tensión 7812.

Los condensadores que se añaden en la entrada y en la salida son para filtrar las señales de entrada y de salida, evitando así que se introduzca ruido en el circuito.

Para calcular el rendimiento de esta etapa han de tenerse en cuenta las siguientes consideraciones:

- Se considerará que la temperatura no tiene efecto en la tensión de salida.
- Se considerará que la corriente entrante es igual a la saliente

El rendimiento de un sistema, viene dado por la siguiente ecuación:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (\text{Eq. 4.28})$$

Sabiendo que la potencia de entrada es:

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad (\text{Eq. 4.29})$$

Y que la potencia de salida es:

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} \quad (\text{Eq. 4.30})$$

Sustituyendo en la ecuación 4.28:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}}$$

Al ser I_{in} e I_{out} iguales, la expresión anterior se reduce a:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (\text{Eq. 4.31})$$

Sabiendo que V_{out} son 12V y que V_{in} son 24V, sustituyendo en la expresión superior se obtiene el siguiente rendimiento:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{12}{24} = 0.5$$

Que expresado en tanto por ciento equivale a:

$$0.5 \cdot 100 = 50\%$$

Por lo tanto, este primer regulador tendrá una eficiencia de 50%, bastante baja. Si se quisiera aumentar este valor, solo se tendría que variar la tensión de entrada lo que implicaría que la placa necesitaría dos líneas de alimentación.

Si se alimentara a 15V, y repitiendo el proceso anterior, se obtendría un rendimiento del 80%, mucho más óptimo.

En cualquiera de los casos, la potencia perdida se transforma en calor y será necesario disiparla mediante el uso de disipadores térmicos con el fin de evitar dañar el sistema.

LM7805

Este integrado, igual que el anterior, es un regulador de tensión que ofrece 5V a su salida. El montaje típico de este integrado se muestra en la siguiente figura:

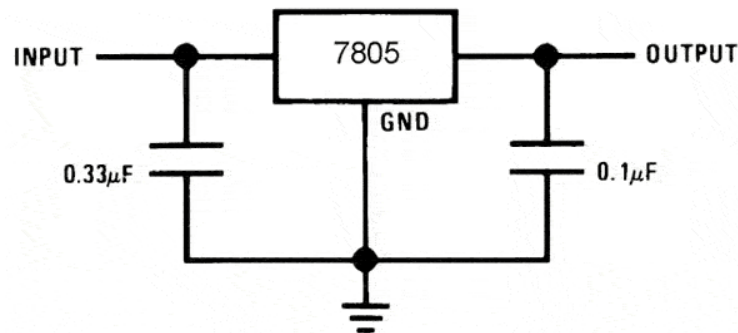


Figura 4.32.- Montaje básico del regulador de tensión 7805.

Los condensadores que se añaden en la entrada y en la salida son, igual que en el montaje anterior, para filtrar las señales de entrada y de salida, evitando así que se introduzca ruido en el circuito [7].

Teniendo en cuenta las mismas consideraciones que en el apartado anterior y siguiendo también el mismo procedimiento, el rendimiento de esta etapa puede calcularse con la expresión:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (\text{Eq. 4.32})$$

En este caso, V_{out} es de 5V y V_{in} es 12V. Aplicando la expresión anterior:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{5}{12} = 0.4166$$

Que en tanto por ciento equivale a 41.66%, un rendimiento también muy bajo pero en este caso no se puede reducir.

ICL7660

El ICL7660 es un circuito integrado que proporciona a su salida la tensión de entrada, pero desfasada 180° , en otras palabras, invierte la entrada. El montaje típico de este chip se muestra en la siguiente figura:

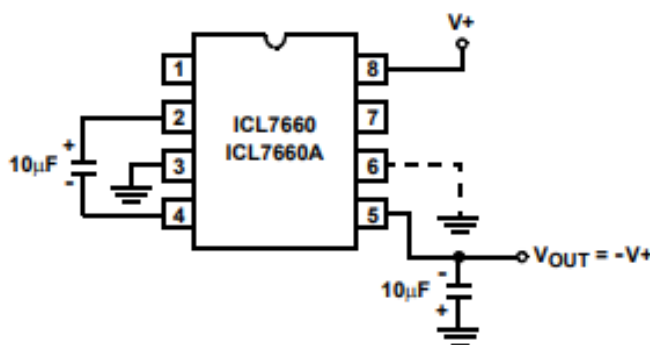


Figura 4.33.- Montaje básico del regulador de tensión 7905.

Con una eficiencia del 98% (como puede verse en la figura 4.33) es la forma más económica y eficiente de obtener valores de tensión negativa para las alimentaciones de los operacionales en la parte de realimentación.

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	ICL7660			ICL7660A			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Current	I_+	$R_L = \infty$	-	170	500	-	80	165	μA
Supply Voltage Range - Lo	V_{L+}	$\text{MIN} \leq T_A \leq \text{MAX}, R_L = 10k\Omega, LV \text{ to GND}$	1.5	-	3.5	1.5	-	3.5	V
Supply Voltage Range - Hi	V_{H+}	$\text{MIN} \leq T_A \leq \text{MAX}, R_L = 10k\Omega, LV \text{ to Open}$	3.0	-	10.0	3	-	12	V
Output Source Resistance	R_{OUT}	$I_{OUT} = 20mA, T_A = 25^\circ C$	-	55	100	-	60	100	Ω
		$I_{OUT} = 20mA, 0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	-	120	-	-	120	Ω
		$I_{OUT} = 20mA, -55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$	-	-	150	-	-	-	Ω
		$I_{OUT} = 20mA, -40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$	-	-	-	-	-	120	Ω
		$V^+ = 2V, I_{OUT} = 3mA, LV \text{ to GND}$ $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	-	300	-	-	300	Ω
		$V^+ = 2V, I_{OUT} = 3mA, LV \text{ to GND},$ $-55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$	-	-	400	-	-	-	Ω
Oscillator Frequency	f_{OSC}		-	10	-	-	10	-	kHz
Power Efficiency	P_{EF}	$R_L = 5k\Omega$	95	98	-	96	98	-	%
Voltage Conversion Efficiency	$V_{OUT EF}$	$R_L = \infty$	97	99.9	-	99	99.9	-	%
Oscillator Impedance	Z_{OSC}	$V^+ = 2V$	-	1.0	-	-	1	-	M Ω
		$V = 5V$	-	100	-	-	-	-	k Ω

Figura 4.34.-Datasheet del integrado ICL7660.

Para el correcto funcionamiento del integrado, son necesarios dos condensadores: Uno que actuará como parte del oscilador y el otro, a la salida, que asegurará una tensión constante.

Además, al circuito de la figura 4.32 se le puede añadir un condensador a la entrada para asegurar la correcta alimentación del chip.

4.7.2.-Consideraciones generales

Una vez diseñadas las tres sub-etapas que formaran la etapa de alimentación, podemos observar en la siguiente tabla los valores de los componentes discretos utilizados.

Componente	Nombre	Valor
Condensador Electrolítico	C_{14}, C_{16}, C_{19}	$330nF$
Condensador Electrolítico	C_{15}, C_{17}	$100nF$
Condensador Electrolítico	C_{18}	$10\mu F$

Tabla 4.10.-Nombres, valores y modelos de los componentes discretos en la etapa de alimentación.

5.-Simulaciones

Una vez hecho el diseño práctico, mediante el software PSIM® se realizarán las simulaciones de las distintas etapas para demostrar el correcto funcionamiento del diseño.

5.1.-Etapa de pre-amplificación y comparación

Para simular esta etapa, al no disponer de la estructura exacta del integrado MAX4295, se simulará mediante la comparación de dos señales, una sinusoidal y otra en diente de sierra. Si introducimos a PSIM® el esquema de la figura 4.4, obtenemos la siguiente figura:

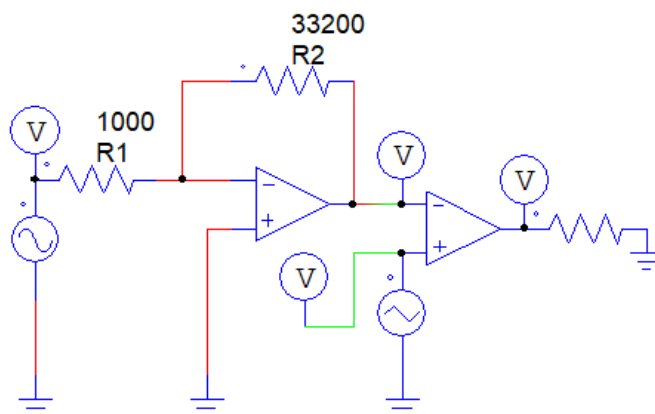


Figura 5.1.- Simulación de la etapa de pre-amplificación y modulación.

Por lo que concierne a la etapa de pre-amplificación, se le aplica una señal de entrada de $30mV_{pp}$, al ser un amplificador inversor, su salida estará amplificada e invertida.

Las características de la señal de entrada pueden observarse en la siguiente figura:

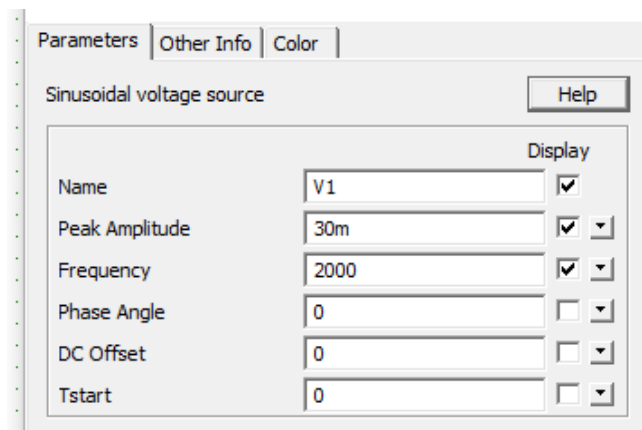


Figura 5.2.-Características de la señal de entrada.

Se ha simplificado a una señal sinodal ya que simular una pista de audio sería complejo y su análisis sería más difícil. Sin embargo, el procedimiento será el mismo.

En la siguiente figura se pueden observar las formas de onda de estas dos señales:

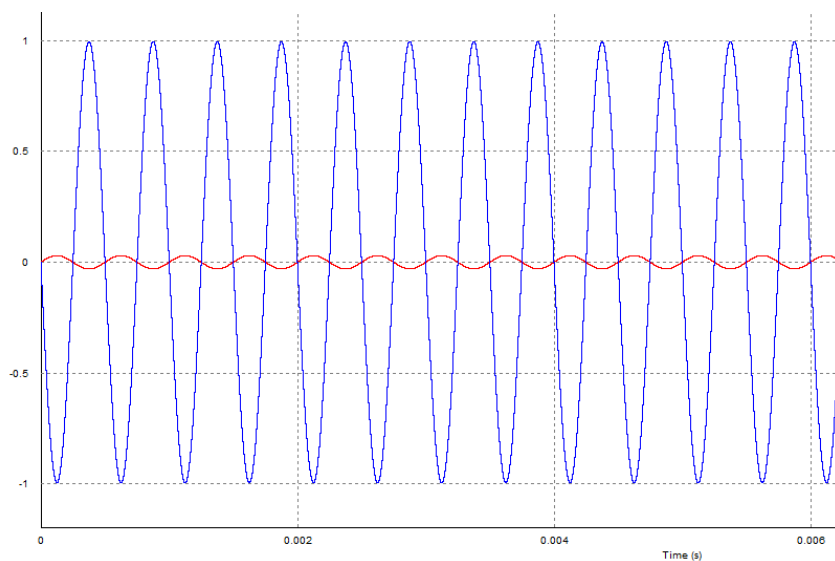


Figura 5.3.-En rojo, V_{in} , la señal de entrada, en azul V_{out} , señal que atacará a la etapa de comparación.

Como se puede observar, la señal se ha amplificado en un factor de 33 aproximadamente.

En la etapa de comparación, esta señal se ha comparado con una señal diente de sierra de referencia. Las características de esta señal pueden observarse en la siguiente figura:

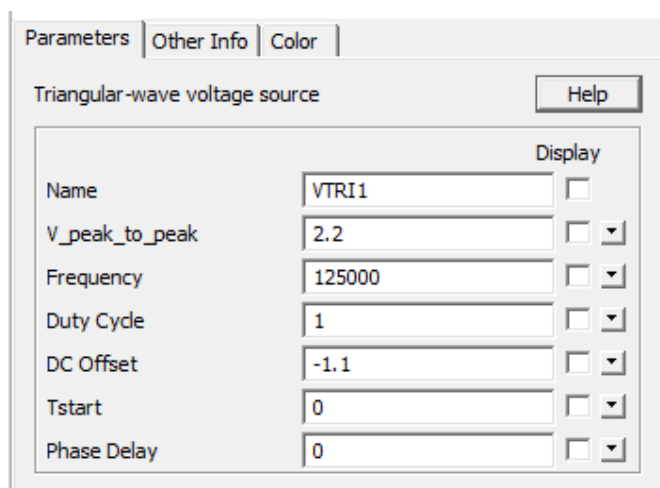


Figura 5.4.-Características de la señal de comparación.

Como se puede observar, la frecuencia de comparación ha de ser mínimo diez veces superior a la de la señal de entrada. Se ha seleccionado una frecuencia de 125kHz ya que es una de las cuatro opciones que ofrece el integrado MAX4295, tal y como se expuso en la tabla 4.1.

Las señales de entrada, comparación y salida del comparador pueden observarse en la siguiente figura:

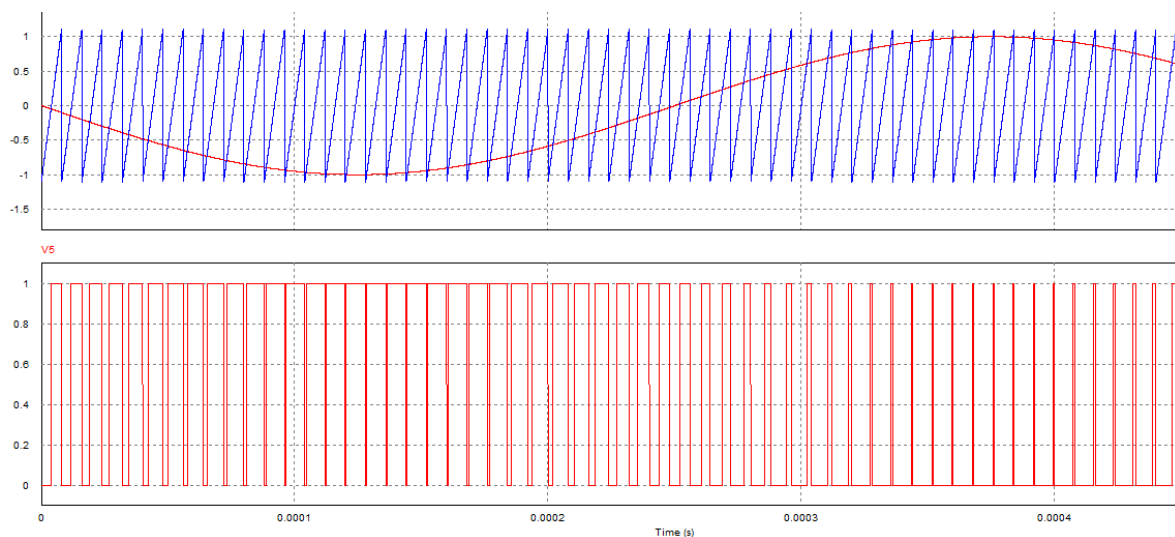


Figura 5.4.-En la parte superior, en rojo, señal de audio, en azul, señal de comparación. En la figura inferior en rojo, señal resultante de la modulación PWM.

Como se puede observar en la figura superior, mediante la comparación se obtiene un tren de pulsos con la información codificada en la anchura de sus pulsos.

5.2.-Etapa potencia

Para simular esta etapa, se han atacado los transistores mediante “switch” que realizan la función de los drivers IR2110. El circuito correspondiente a la figura 4.7, puede observarse a continuación.

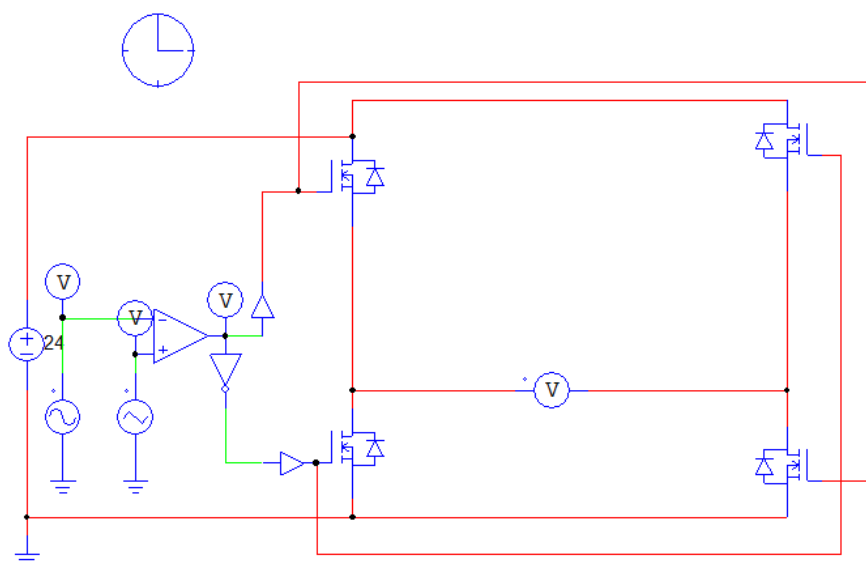


Figura 5.5.-Simulación de la etapa de potencia.

Si se alimenta el puente en H con una tensión de 24V , las formas de onda resultantes son las siguientes:

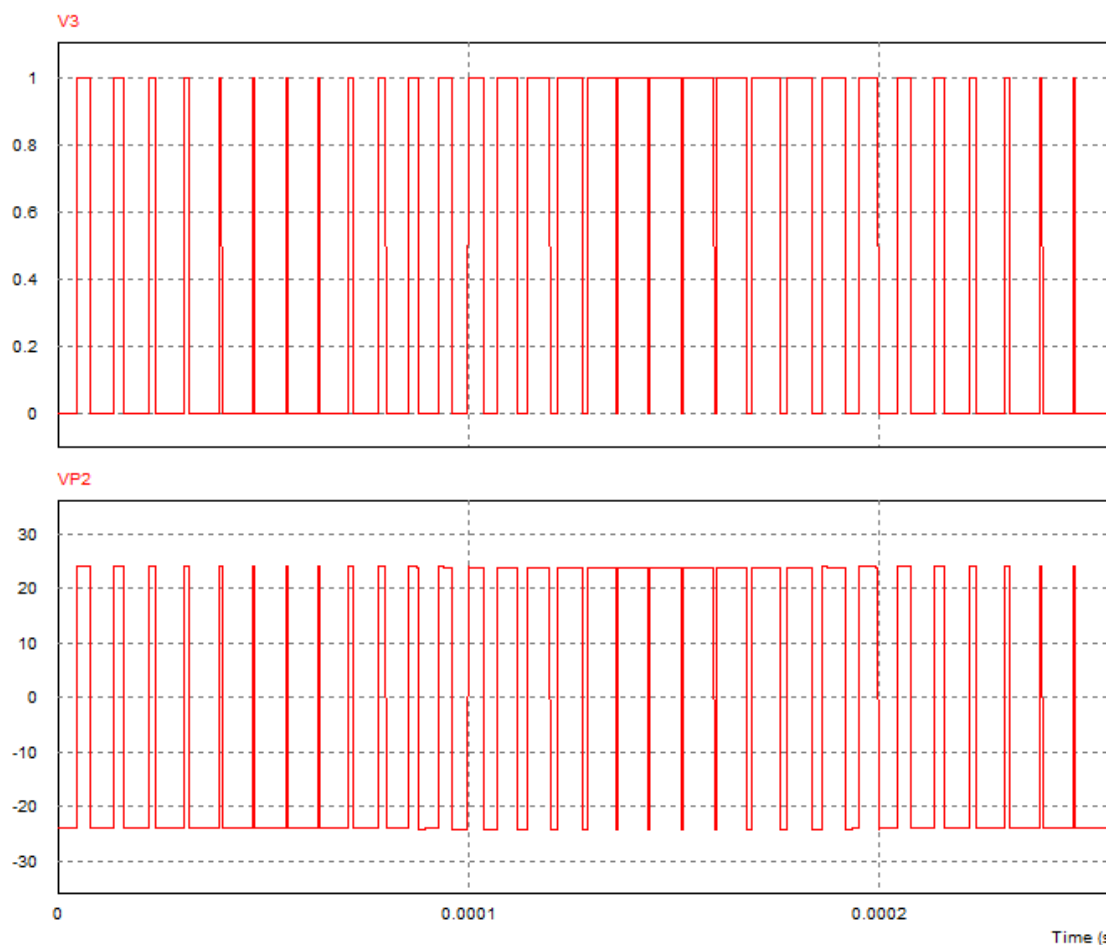


Figura 5.6.-En la parte superior, en rojo, señal de PWM a la salida del comparador. En la figura inferior en rojo, señal PWM amplificada mediante el puente en H.

Como se puede apreciar en la figura superior, las señales entrante y saliente del puente en H tienen la misma forma. La diferencia recae en que la segunda está comprendida entre $-24V$ y $24V$, a diferencia de la primera que está entre $0V$ y $1V$.

5.3.-Etapa de filtrado

A la salida del puente en H, se ha aplicado el filtro diseñado en el apartado 4.4. El esquema del filtro a simular puede observarse en la siguiente figura:

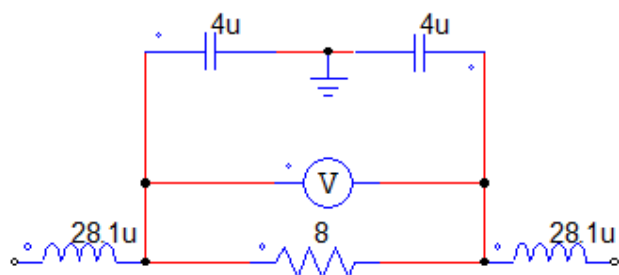


Figura 5.7.-Simulación de la etapa de filtrado.

Si se añade la anterior figura al puente en H de la figura 5.5, se obtiene el siguiente esquema:

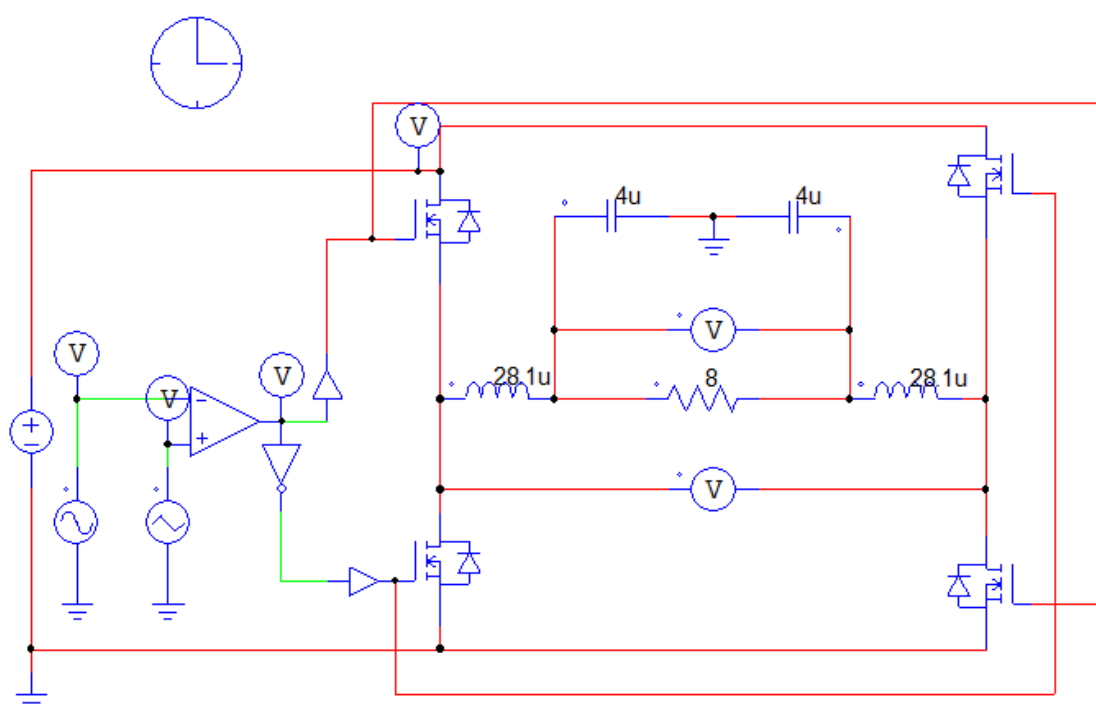


Figura 5.8.-Simulación de la etapa de modulación, potencia y filtrado.

Si simulamos el circuito anterior obtenemos las siguientes formas de onda:

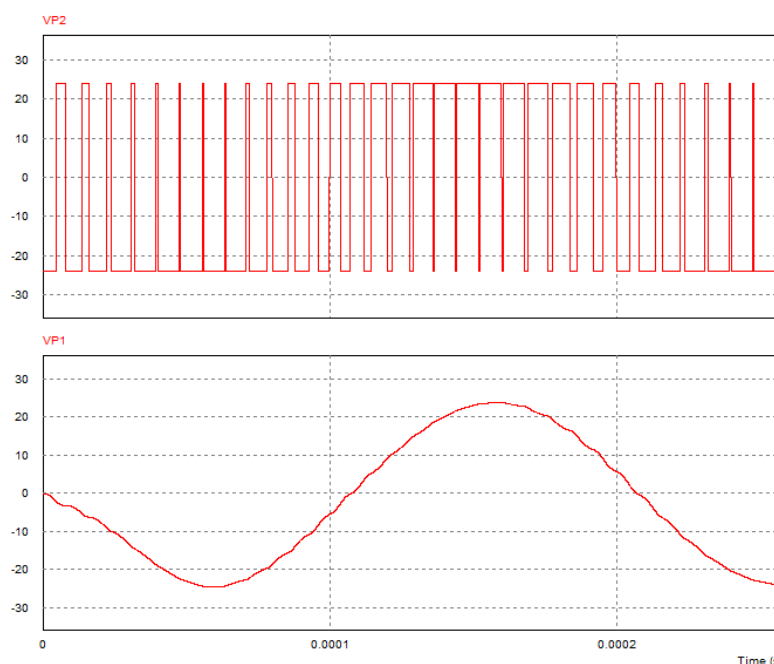


Figura 5.9.-En la parte superior, en rojo, señal de PWM a la salida del puente en H. En la figura inferior en rojo, señal original amplificada.

Como puede observarse en la figura superior, gracias al filtro de salida recuperamos la señal original y amplificada. Esto se debe a que el filtro elimina los armónicos aparecidos durante el proceso de modulación.

Aunque la señal de salida es parecida a la original, si nos fijamos, se ven ciertas irregularidades. Esto es debido a la “baja” frecuencia de conmutación de la señal de referencia. A medida que aumentamos su frecuencia, la señal de salida más se parece a la original.

Aunque presente ciertas irregularidades, la información de audio no se verá dañada, lo único que puede llegar a escucharse cierta distorsión.

5.4.-Etapa de reducción

Partiendo del esquema diseñado en el apartado 4.6.1 se ha implementado de la siguiente forma en PSIM:

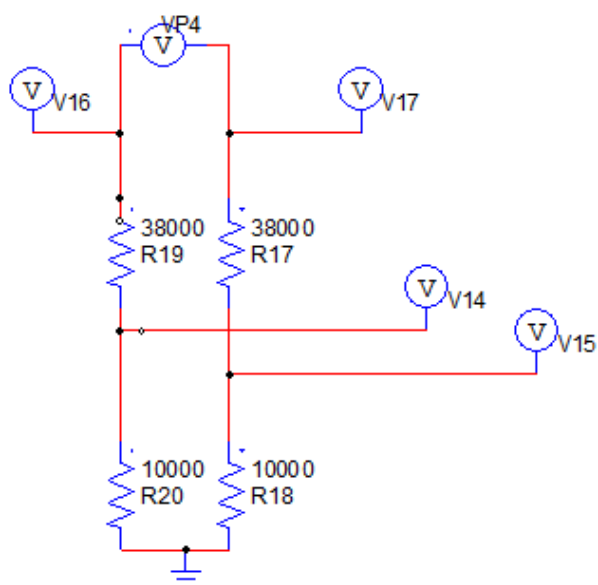


Figura 5.9.-Simulación de la etapa de reducción.

En la siguiente figura pueden observarse las formas de onda de este circuito:

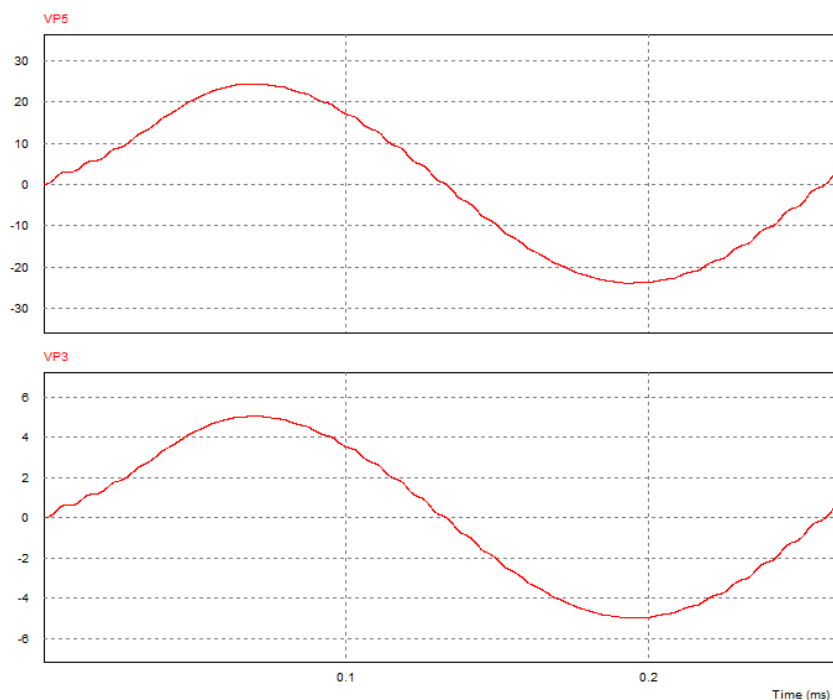


Figura 5.10.-En la parte superior, en rojo, señal a la entrada del reductor. En la figura inferior en rojo, señal en la salida del reductor.

Como se puede observar, a la salida del reductor obtenemos una señal comprendida entre $-5V$ y $5V$, unos valores aptos para que las etapas de señal puedan trabajar.

5.5.-Etapa de conversión de diferencial a referencia a masa

A la salida del reductor de tensión, se encuentra el amplificador de instrumentación que actuará también como reductor, para obtener una señal de realimentación de las mismas características que la señal de entrada para que puedan ser comparadas.

El circuito a simular es el siguiente:

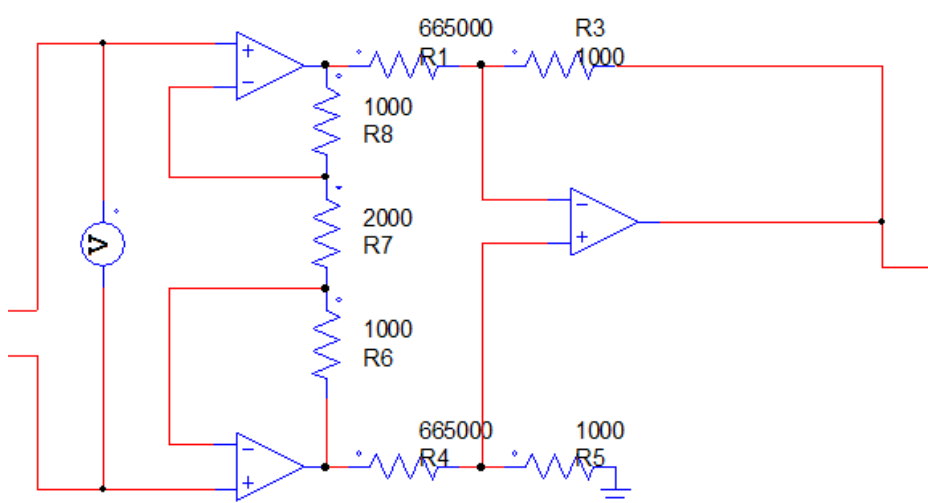


Figura 5.11.-Simulación del amplificador de instrumentación.

Las formas de onda de esta parte del circuito pueden observarse en la siguiente figura:

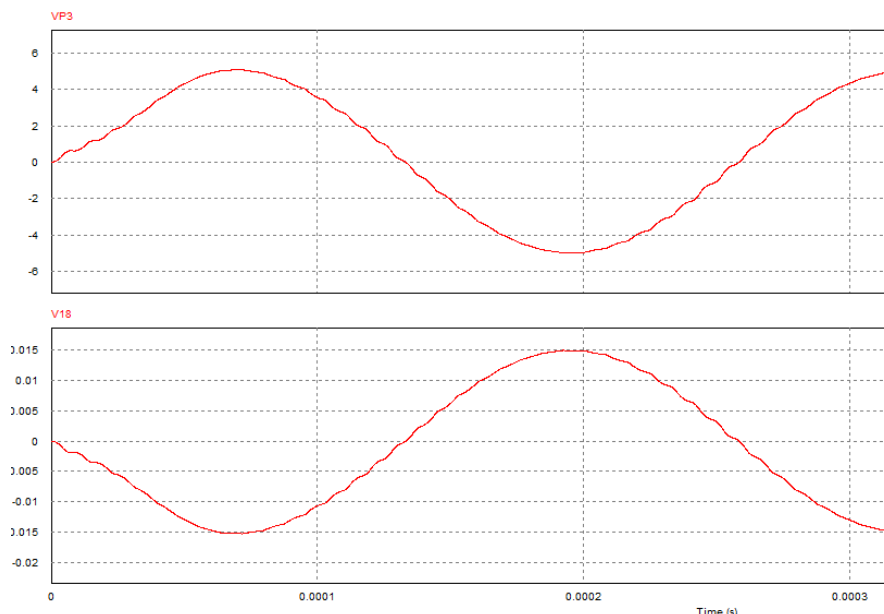


Figura 5.12.-En la parte superior, en rojo, señal a la entrada del amplificador de instrumentación. En la figura inferior en rojo, señal en la salida del mismo.

Tal y como se observa a la salida del amplificador de instrumentación, se obtiene la señal de audio original, reducida a los valores originales pero invertida 180° .

5.6.-Etapa de compensado por avance de fase

A la salida del amplificador de instrumentación, y entre dos seguidores de tensión para evitar interferencias, se encuentra el compensador por avance de fase. Tal y como se ha diseñado en el apartado 4.3.6, el circuito a implementar es el siguiente:

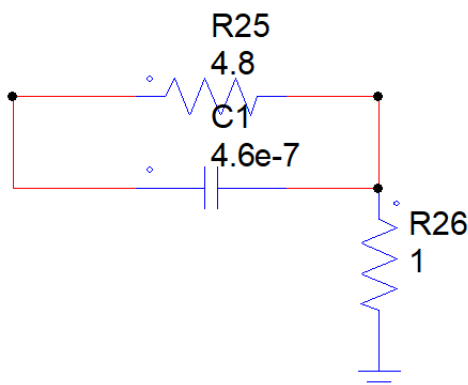


Figura 5.13.-Simulación del amplificador de compensador por avance de fase.

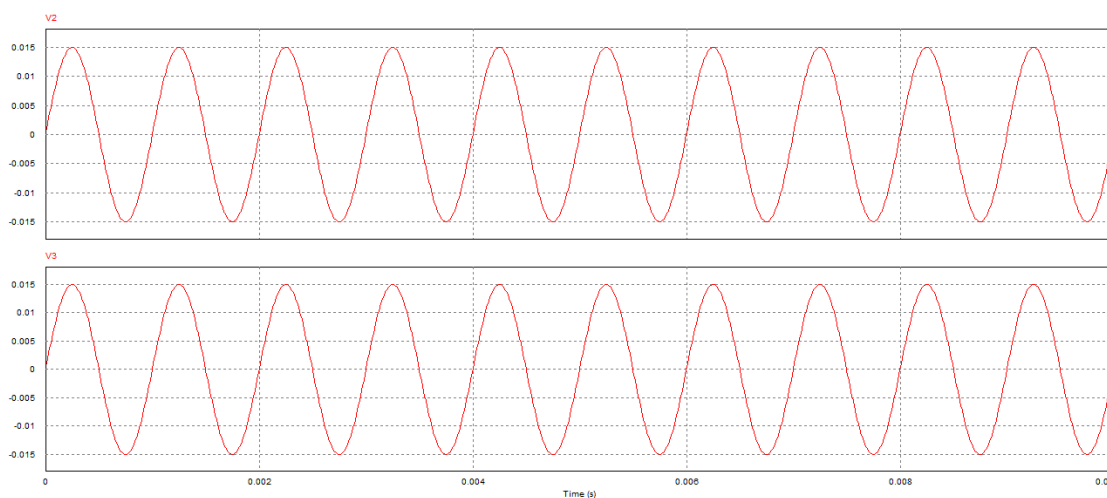


Figura 5.14.-En la parte superior, en rojo, señal a la entrada del compensador por avance de fase. En la figura inferior en rojo, señal en la salida del mismo.

5.7.-Etapa de restado

Una vez la señal ha pasado por el lazo de realimentación, la señal puede ser restada a la señal de audio original procedente de la fuente de audio. En la siguiente figura puede observarse el circuito a simular, basado en el esquema de la figura 4.27.

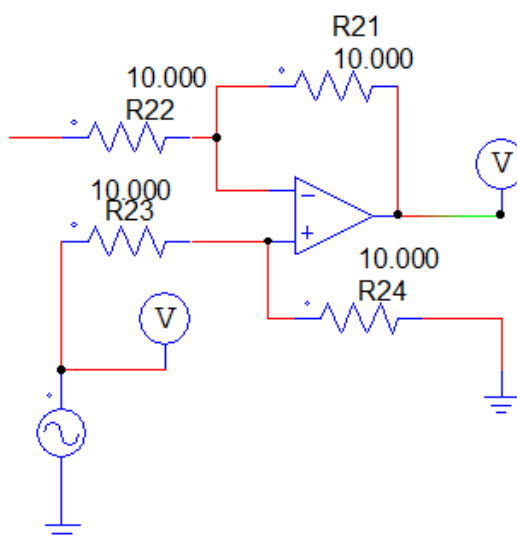


Figura 5.14.-Simulación del amplificador del restador.

En la entrada no inversora del amplificador operacional, aparece la señal entrante desde la fuente de audio. A la entrada no inversora, llega la señal procedente del lazo de realimentación. En la siguiente figura, pueden observarse las dos señales. Es necesario recordar que para llevar a cabo las simulaciones se ha usado una señal sinodal, sustituyendo a la señal de entrada.

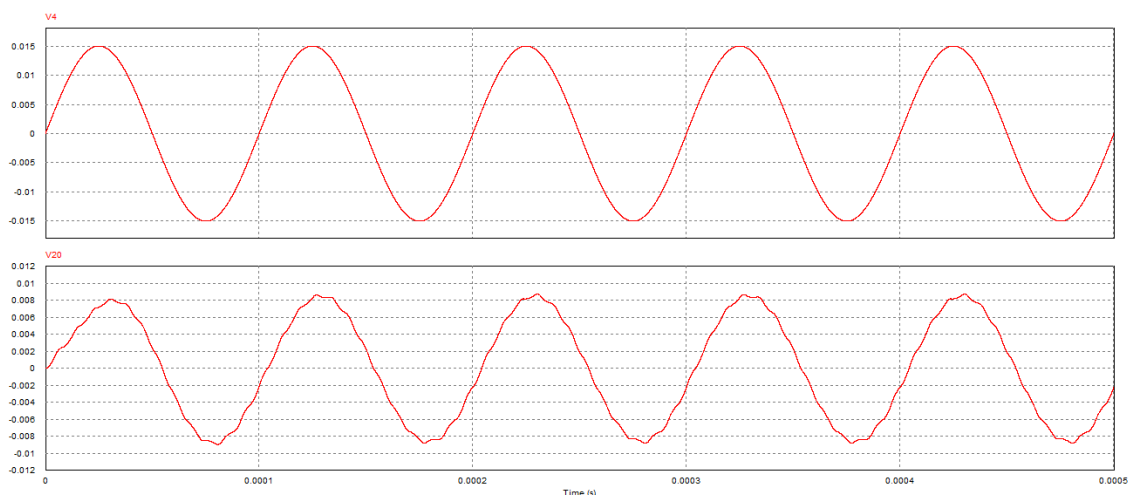


Figura 5.15.-En la parte superior, en rojo, señal a la entrada procedente de la fuente de audio. En la figura inferior en rojo, señal procedente del lazo de realimentación.

Como se observa en la figura superior, la señal que proviene del lazo de realimentación cuenta con cierta distorsión, debido a que el filtro no es del todo selectivo.

A la salida del restador, aparece la señal de la siguiente figura:

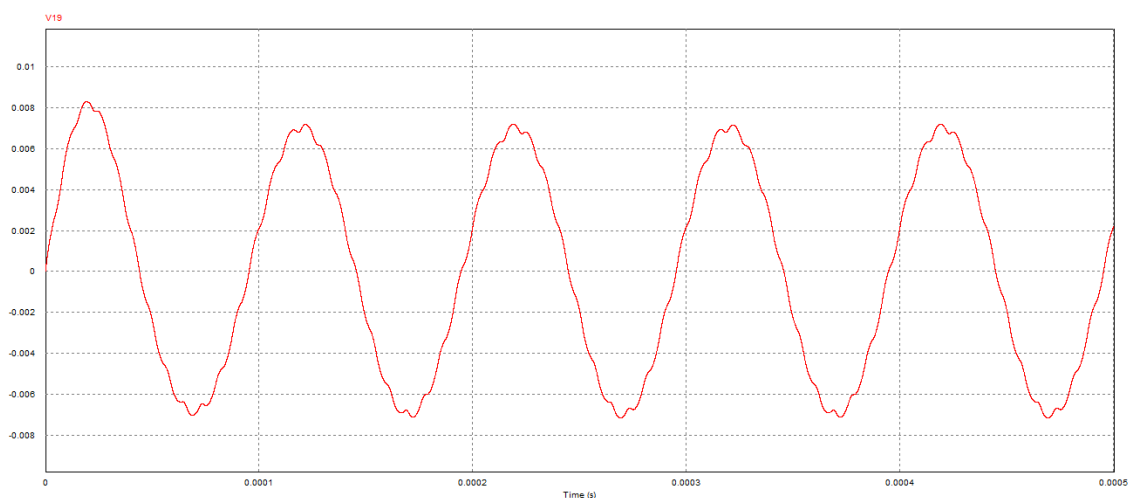


Figura 5.16.-Señal resultante de la realimentación. Señal de “error”.

En la figura superior pueden observarse dos características de la señal que merecen ser comentadas.

Por una parte, se ve que la señal cuenta con una cantidad de distorsión “considerable”. Esto es debido a que, a lo largo de las etapas previas, a la señal se le van añadiendo cantidades de distorsión que al final resultan en una onda casi-sinusoidal.

Por otra parte, se observa una reducción de la amplitud en la señal. Esto es debido a la realimentación negativa. Como comentamos en el apartado 2.5, la realimentación negativa estabiliza el sistema a cambio de una pérdida de amplitud.

6.-Pruebas en protoboard

Una vez hecho el diseño y las simulaciones, es necesario probar los circuitos antes de realizar el montaje en la placa de circuito impreso o PCB. En este apartado se encuentran las capturas de osciloscopio de algunas de las etapas del amplificador diseñado.

6.1.-Etapa de alimentación

Mediante las fuentes de alimentación del laboratorio se ha alimentado al regulador de tensión LM7812 con 24V, tal y como se indica en la figura 4.29

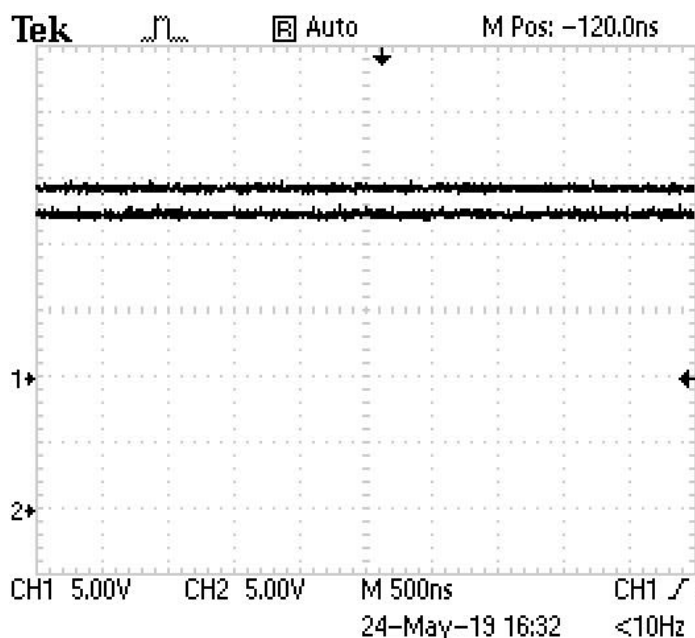


Figura 6.1.-Tensiones de alimentación 24V y 12V. Canal 1: Tensión de entrada. Escala eje y: 5V/div. Canal 2: Tensión de salida del primer regulador. Escala eje y: 5V/div.

Como puede observarse en la figura superior, en el canal 2 aparecen los 24V de la entrada del sistema, en el canal 1, esta la salida del primer regulador, el cual proporciona 12V como podemos observar.

A la salida del primer regulador, están conectados los otros dos, uno que proporciona 5V y otro que proporciona -5V. Las siguientes figuras corresponden a las entradas y salidas de estos reguladores.

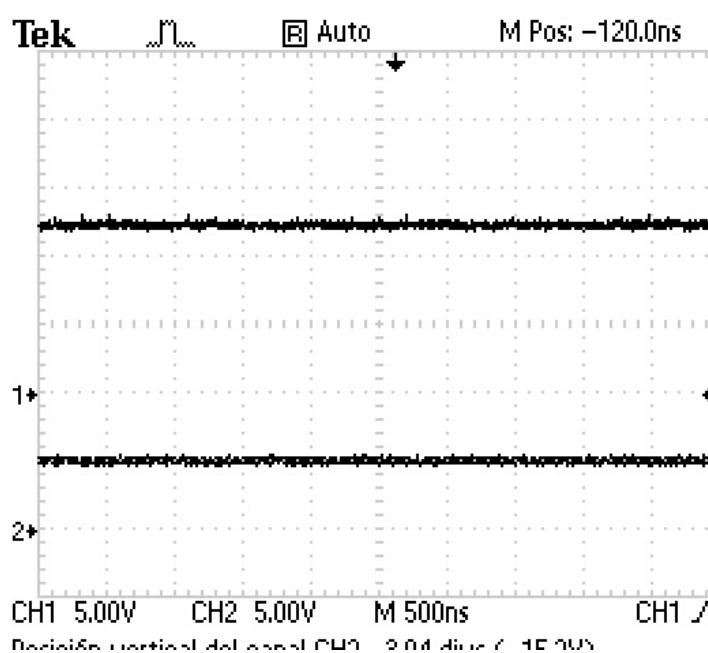


Figura 6.2-Tensiones de alimentación 12V y 5V. Canal 1: Tensión de entrada. Escala eje y: 5V/div. Canal 2: Tensión de salida del primer regulador. Escala eje y: 5V/div.

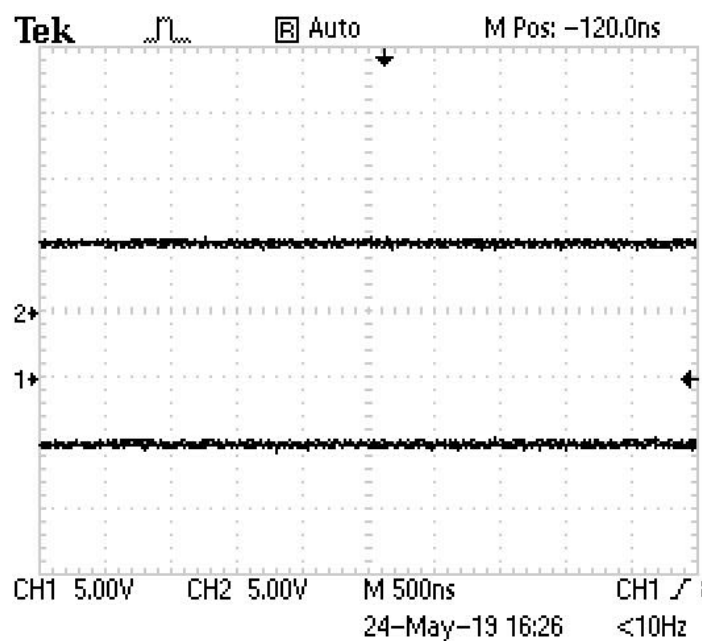


Figura 6.3-Tensiones de alimentación 5V y -5V. Canal 2: Tensión de entrada. Escala eje y: 5V/div. Canal 1: Tensión de salida del primer regulador. Escala eje y: 5V/div.

6.2.-Etapa de drivers

El integrado IR2110 es el encargado de activar los transistores del puente en H. Se ha simulado el circuito tal y como se ve en la figura 4.7. En las siguientes figuras están representadas las formas de onda de esta etapa.

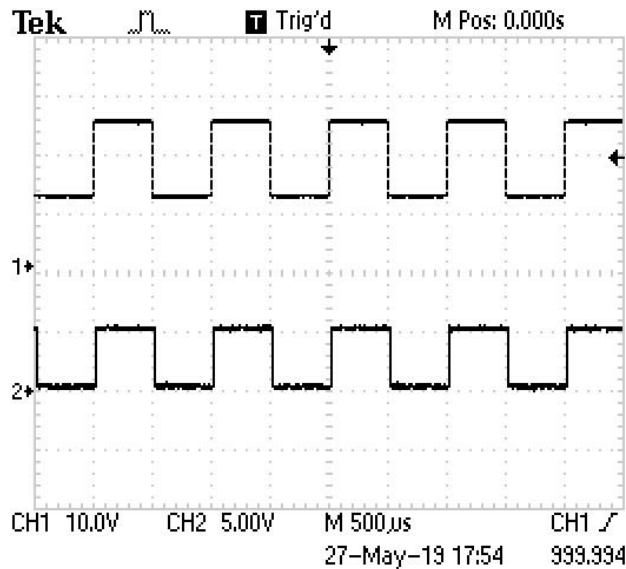


Figura 6.4.-Señales altas del IR2110. Canal 2: Señal de entrada. Escala eje y: 5/div. Canal 1: Señal de. Escala eje y: 10V/div.

Tal y como se observa en la figura superior, a la entrada del IR2110 se tiene un tren de pulsos. A la salida del integrado, tenemos el mismo tren de pulsos pero referenciado a una tensión flotante, de manera que se puedan activar los transistores superiores del puente en H.

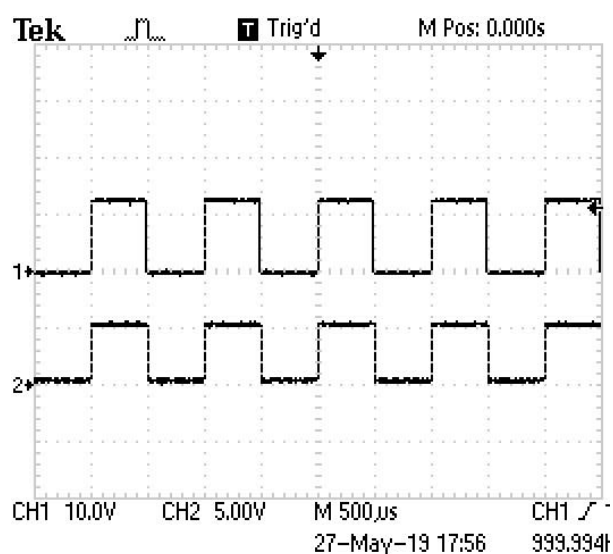


Figura 6.5.-Señales bajas del IR2110. Canal 2: Señal de entrada. Escala eje y: 5/div. Canal 1: Señal de. Escala eje y: 10V/div.

En la figura anterior pueden observarse las señales de nivel bajo del IR2110. Como puede verse, a la salida se tiene la misma señal que en la entrada pero amplificada de modo que pueda activar las puertas de los transistores.

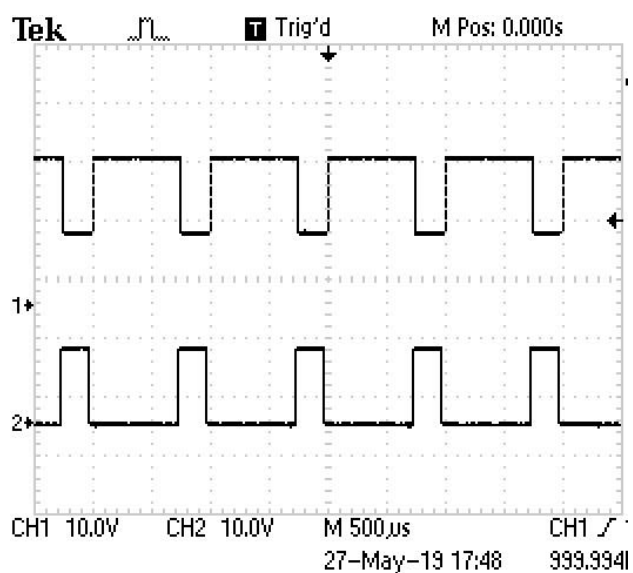


Figura 6.6.-Salidas alta y baja del IR2110. Canal 1: Señal de salida alta. Escala eje y: 10/div. Canal 2: Señal de salida baja. Escala eje y: 10V/div.

Por último, en la figura anterior pueden observarse las salidas del IR2110. Como se ve, se tratan de salidas complementarias.

6.3.-Etapa de potencia

Los transistores del puente en H trabajan de forma complementaria, es decir, mientras uno conduce, el otro está en bloqueo. En la siguiente figura pueden verse las señales que el puente en H aplica a la carga, en este caso, un filtro con un altavoz.

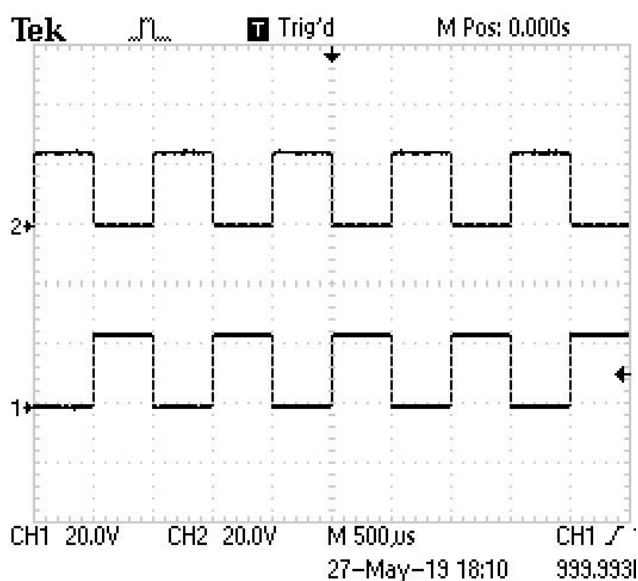


Figura 6.6.-Señales aplicadas a la carga. Canal 1: Señal de salida de la primera rama. Escala eje y: 20/div. Canal 2: Señal de salida de la segunda rama Escala eje y: 20V/div.

Las señales anteriores corresponden a la tensión que hay entre los transistores de una rama y masa. Como se observa, las señales aplicadas a la carga son complementarias.

La tensión entre las dos ramas, en otras palabras, la que se aplica a la carga, puede verse en la siguiente figura:

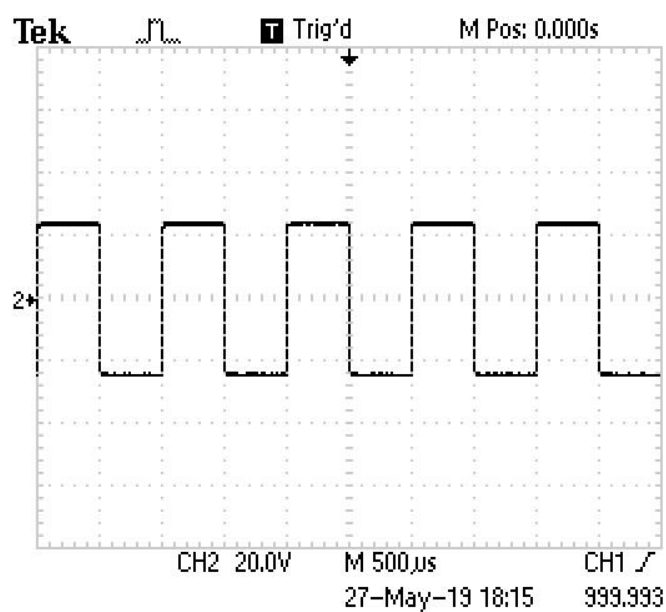


Figura 6.7.-Tensión aplicada a la carga. Canal 2: Señal de salida del convertidor. Escala eje y: 20V/div.

6.4.-Etapa de reducción

En esta etapa, como se ve en la figura 4.22 la tensión de salida del convertidor, filtrada, se reducirá a valores óptimos para el lazo de realimentación.

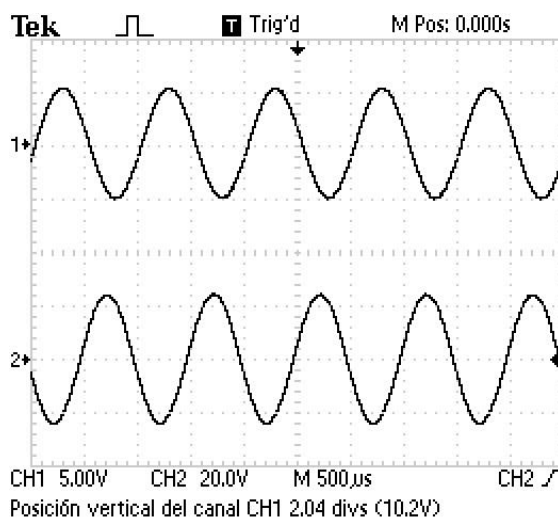


Figura 6.8.-Señales del reductor. Canal 1: Señal de salida del reductor. Escala eje y: 5/div.
Canal 2: Señal de entrada del reductor. Escala eje y: 20V/div.

Tal y como se puede apreciar en la figura superior, la tensión a la salida se ve reducida respecto a la de entrada hasta unos valores con los que la electrónica analógica del sistema pueda trabajar correctamente.

6.5.-Etapa de conversión a modo común

La señal que obteníamos en el apartado anterior era una señal diferencial. Para poder-la comparar con la señal original, es necesario convertirla a modo común. Para esto, se usaba el circuito de la figura 4.23. Las formas de onda de dicho circuito son las siguientes:

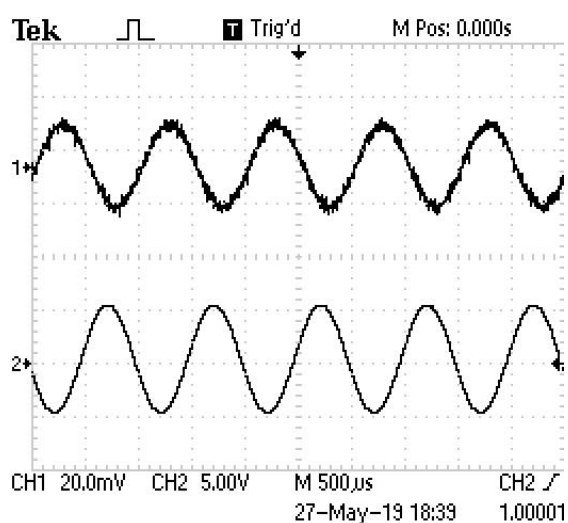


Figura 6.9.-Señales del convertidor a tensión en modo común. Canal 1: Señal de salida del convertidor a tensión en modo común. Escala eje y: 20mV/div. Canal 2: Señal de entrada del convertidor a tensión en modo común. Escala eje y: 5V/div.

En la figura anterior se puede apreciar como la señal de salida es reducida hasta la señal original de 30mV de amplitud original. A partir de aquí ya puede atacar a la etapa de comparación con la señal de audio para realizar la realimentación negativa.

Análisis del impacto ambiental

Aunque muchos gobiernos se mantengan al margen, la concienciación sobre el medio ambiente ha ido en aumento desde las últimas décadas. Con la propuesta de la unión europea de los 20/20/20, se pretende llegar al año 2020 con:

- Reducción de un 20% de las emisiones de gases de efecto invernadero
- Ahorro de un 20% de energía
- Promover las energías renovables un 20%

Dentro del marco europeo, las normativas más importantes en el campo de la electrónica son las siguientes:

- Directiva 2006/66/CE/ relativa a las pilas y acumuladores y a los residuos de pilas y acumuladores
- Directiva 2012/19/UE (WEEE), directiva sobre los residuos de aparatos eléctricos y electrónicos (RAEE)
- Directiva 2011/65/UE (RoHS), directiva orientada a la restricción de sustancias peligrosas

Para el buen reciclaje de los elementos que se han utilizado en este proyecto, el usuario deberá acercarse a uno de los nueve puntos SIG (Sistema Integrado de Gestión de residuos) en Catalunya para cumplir con la normativa.

Por otra parte, todos los componentes utilizados en el diseño del sistema cumplen con la normativa RoHS, por lo que las sustancias de las cuales esta formada no son peligrosas para el medio ambiente.

Conclusiones

Una vez llegados a este punto, se puede afirmar que los objetivos planteados al inicio de esta memoria se han alcanzado parcialmente.

El primer objetivo, el del estudio y diseño de todas las etapas que componen un amplificador en clase D se ha alcanzado correctamente. A lo largo del capítulo 3 de esta memoria, se ha estudiado a fondo el funcionamiento de este tipo de amplificadores y, más adelante, en el capítulo 4, se ha realizado el diseño práctico del mismo.

Más adelante, en el capítulo 5, se ha demostrado mediante simulaciones el correcto funcionamiento de todas las etapas.

La complicación ha aparecido en la etapa de pre-amplificación, la cual ha dado problemas y por ese motivo, no se ha logrado implementar el proyecto en conjunto. Como es sabido, la electrónica de alta frecuencia es problemática y más en los sistemas de audio que mezclan frecuencias y potencias altas.

En referencia a las especificaciones planteadas en el primer capítulo, se han logrado varias de ellas:

Se ha conseguido diseñar un amplificador en clase D con una potencia de 30W y una eficiencia del 97,2%, mayor de la que se había planteado.

Por otra parte, se ha conseguido regular la estabilidad del sistema mediante un lazo de realimentación usando un compensador por avance de fase, asegurando así la estabilidad del sistema.

Los objetivos de sonido de alta calidad y THD+N reducido, no se han podido alcanzar debido a los fallos aparecidos en la etapa de pre-amplificación.

Por último, se ha logrado reducir los costes del prototipo a unos relativamente baratos teniendo en cuenta que, cuantas más unidades se produjesen, menores serian estos costes.

Por otra parte, he conseguido juntar en un mismo proyecto los conocimientos adquiridos en varias asignaturas de la titulación, cómo ya se mencionó en la introducción. Además, se han alcanzado definitivamente las competencias genéricas que se han planteado a lo largo del grado.

No menos importante ha sido la experiencia adquirida en la redacción de esta memoria. Como futuro ingeniero, es de vital importancia tener soltura en el redactado y confección de este tipo de documentos ya que tocará lidiar con ellos a lo largo de la vida profesional.

En cuanto a las conclusiones personales, la realización de este proyecto ha sido extremadamente productiva. El hecho de poder elegir un tema ha sido un gran aliciente ya que cuando uno se dedica a lo que le gusta, la tarea se le hace más amena.

El hecho de tener que afrontar el trabajo solo y con unos medios limitados ha sido de gran ayuda a la hora de desarrollar las habilidades requeridas en un ingeniero.

En definitiva, creo que ha sido un proyecto provechoso tanto a nivel académico como personal.

Líneas de futuro

Si se deseara seguir con este proyecto se proponen varias líneas de futuro tanto para arreglar el funcionamiento práctico del prototipo cómo para añadirle mas funcionalidades.

Primeramente, se propone arreglar o cambiar la parte de pre-amplificación y modulación. Como se ha comentado en las conclusiones de esta memoria, esa etapa ha sido la más conflictiva por lo que se propone su sustitución por una de funcionamiento más simple.

Una posible solución sería sustituir el integrado encargado de esta etapa (el MAX4295) por otro de la misma funcionalidad.

Otra solución posible, sería realizar la etapa de modulación mediante componentes discretos, tal y como se ha explicado en el apartado 3.2.2 de esta memoria.

Este proyecto trata únicamente del diseño de la parte de amplificación de un equipo de audio. Como es sabido, este tipo d equipos están formados por una gran cantidad de bloques que añaden nuevas funcionalidades al sistema.

Algunas de las funcionalidades que se propone implementar, podrían ser las siguientes:

- Diseño e implementación de un ecualizador de tres bandas.
- Diseño e implementación de un control de volumen.
- Diseño e implementación de una fuente de alimentación completa.
- Implementación de un sistema de audio de dos canales o estéreo.

7.-Presupuesto y análisis económico

En este apartado se expondrán todos los gastos que ha involucrado este proyecto. Por una parte, se expondrá una lista de las herramientas, cableado y componentes necesarios para las simulaciones y pruebas. A continuación, se expondrán los gastos que requiere el prototipo.

Por otra parte, se considerarán las horas dedicadas al proyecto con sus respectivos costes y, por último, cuánto costaría una tirada de 1.000 unidades del prototipo.

7.1.-Herramientas, material, equipos y componentes utilizados

Antes de decantarse por el diseño que se ha descrito en los apartados anteriores, se han realizado bastantes pruebas con otros integrados y componentes para elegir la solución óptima. Aquí quedan desglosados los gastos incurridos en esta etapa.

7.1.1.-Equipos y cableado

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
-	Cable “banana-banana”.	4	1.26	5.04
-	Cable “BNC-banana”	2	4.58	9.16
-	Cable “BNC-BNC”	1	2.12	2.12
-	Fuente de alimentación 24V	1	8.51	8.51
-	“Protoboard” con conexiones “banana”	1	21.33	21.33
TOTAL(€)				41.16

Tabla 7.1.-Equipos y cableado.

7.1.2.-Circuitos integrados

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
LM324	Amplificador operacional	2	0.67	1.34
MAX4295	Amplificador en clase D integrado	1	2.13	2.13
IR2110	Circuito de driver	2	2.12	4.24
IRF540N	Transistor MOSFET de canal N	4	0.52	2.08
POA8403	Amplificador en clase D integrado	1	3.16	3.16
LM7812	Regulador de tensión de 12V	1	0.16	0.16
LM7805	Regulador de tensión de 5V	1	0.25	0.25
LM7905	Regulador de tensión de -5V	1	0.20	0.20

TOTAL(€)	13.56
-----------------	--------------

Tabla 7.2.-Circuitos integrados.7.1.3.-Resistencias

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Resistencia 1k Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10
Resistencia 33.2k Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10
Resistencia 120 Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10
Resistencia 38k Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10

Resistencia 10k Ω	Resistencia 0.25W	10	0.02	0.20
Resistencia 1k Ω	Resistencia 0.25W	20	0.02	0.40
Resistencia 2k Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10
Resistencia 665k Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10
Resistencia 5 Ω	Resistencia 0.25W	1	0.02	0.10
Resistencia 1 Ω	Resistencia 0.25W	1	0.02	0.10
Resistencia 240 Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10
Resistencia 100k Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10
Resistencia 13.2k Ω	Resistencia 0.25W	5	0.02	0.10

TOTAL(€)	1.70
-----------------	-------------

Tabla 7.3.-Resistencias.

7.1.4.-Condensadores

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Condensador 100nF	Condensador 33V	15	0.12	1.80
Condensador 330nF	Condensador 33V	5	0.15	0.75
Condensador 1uF	Condensador 33V	10	0.18	1.80
Condensador 2.2uF	Condensador 33V	5	0.21	1.05
Condensador 330uF	Condensador 33V	5	0.33	1.65
Condensador 4uF	Condensador 63V	5	0.66	3.30

TOTAL(€)	10.35
-----------------	--------------

Tabla 7.4.-Condensadores.

7.1.5.-Inductores

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Bobina de 22 μ H	Bobina 4.3A	2	1.96	3.92
Bobina de 50 μ H	Bobina 2.5A	4	1.02	4.08

TOTAL(€)	8.00
-----------------	-------------

Tabla 7.5.-Inductores.7.1.6.-Otros

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Zerone3nrvwoak9c	Altavoces	2	8.63	17.26
1N4148	Diodo	10	0.14	1.40
a16062100ux0530	Adaptador Jack a PCB	5	0.53	2.65
-	Placa de circuito impreso	3	6.18	18.54

TOTAL(€)	39.85
-----------------	--------------

Tabla 7.6.-Otros componentes.

7.1.7.-Precio final

	Precio (€)
Equipos y cableado	41.46
Circuitos integrados	13.56
Resistores	1.70
Condensadores	10.35
Inductores	8.00
Otros	39.85

Subtotal (€)	114.92
IVA 21%	

TOTAL(€)	139.05
-----------------	---------------

Tabla 7.7.-Precio final.

7.2.-Costes del prototipo

En este apartado se verán los costes relacionados únicamente con el prototipo, como referencia para una futura implementación.

7.2.1.-Circuitos integrados

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
LM324	Amplificador operacional	2	0.67	1.34
MAX4295	Amplificador en clase D integrado	1	2.13	2.13
IR2110	Circuito de driver	2	2.12	4.24
IRF540N	Transistor MOSFET de canal N	4	0.52	2.08
LM7812	Regulador de tensión de 12V	1	0.16	0.16
LM7805	Regulador de tensión de 5V	1	0.25	0.25
LM7905	Regulador de tensión de -5V	1	0.20	0.20
TOTAL(€)				10.40

Tabla 7.8.-Circuitos integrados.

7.2.2.-Resistencias

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Resistencia 1kΩ	Resistencia 0.25W	1	0.02	0.02
Resistencia 33.2kΩ	Resistencia 0.25W	1	0.02	0.02

Resistencia 120 Ω	Resistencia 0.25W	4	0.02	0.08
Resistencia 38k Ω	Resistencia 0.25W	2	0.02	0.04
Resistencia 10k Ω	Resistencia 0.25W	2	0.02	0.04
Resistencia 1k Ω	Resistencia 0.25W	4	0.02	0.08
Resistencia 2k Ω	Resistencia 0.25W	1	0.02	0.02
Resistencia 665k Ω	Resistencia 0.25W	2	0.02	0.04
Resistencia 5 Ω	Resistencia 0.25W	1	0.02	0.02
Resistencia 1 Ω	Resistencia 0.25W	1	0.02	0.02

TOTAL(€)	0.38
-----------------	-------------

Tabla 7.9.-Resistencias.

7.2.3.-Condensadores

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Condensador 100nF	Condensador 33V	8	0.12	0.96
Condensador 330nF	Condensador 33V	2	0.15	0.30
Condensador 1uF	Condensador 33V	4	0.18	0.72
Condensador 2.2uF	Condensador 33V	1	0.21	0.21
Condensador 330uF	Condensador 33V	1	0.33	0.33
Condensador 4uF	Condensador 63V	2	0.66	1.22

TOTAL(€)	2.73
-----------------	-------------

Tabla 7.10.-Condensadores.

7.2.4.-Inductores

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Bobina de 22 μ H	Bobina 4.3A	2	1.96	3.92
TOTAL(€)				3.92

Tabla 7.11.-Inductores.7.2.5.-Otros

Modelo	Componente	Cantidad	Precio unidad (€)	Precio total (€)
Zerone3nrvwoak9c	Altavoces	1	8.63	8.63
1N4148	Diodo	6	0.14	0.84
a16062100ux0530	Adaptador Jack a PCB	1	0.53	0.53
-	Placa de circuito impreso	1	6.18	6.18
TOTAL(€)				16.18

Tabla 7.12.-Otros componentes.

7.2.6.-Precio final

	Precio (€)
Circuitos integrados	10.40
Resistores	0.38
Condensadores	2.73
Inductores	3.92
Otros	16.18

Subtotal(€)	32.61
IVA 21%	

TOTAL(€)	39,46
-----------------	--------------

Tabla 7.13.-Precio final.

7.3-Costes de personal

En la siguiente tabla pueden verse las horas empleadas para la concepción de este proyecto desglosadas según su concepto.

Desglose de horas

Concepto	Cantidad (h)	Precio hora (€)	Precio total (€)
Horas de diseño	200	25	5.000
Horas simulaciones	150	22	3.300
Horas pruebas y testeo	150	18	2.700
Horas implementación	50	20	1.000

TOTAL(€)	12.000
-----------------	---------------

Tabla 7.14.-Costes de personal.

7.4-Producción de una tirada de mil unidades

Si se desea la fabricación de 1.000 unidades del prototipo, los costes de personal se verán reducidos de una forma considerable. En la siguiente tabla se puede ver el coste por unidad de producto con todos los gastos que ha incurrido, tanto de material como de horas de diseño.

Concepto	Costes materiales del producto(€)	Costes de personal	Total
Coste 1 ud	39,46	12.000	12.039
Coste 1.000 uds	39.460	12.000	51.460

Si se coge el precio del lote de 1000 unidades, y se divide por 1000, se llega al precio final de cada unidad de producto.

$$Precio_{unidad} = \frac{Coste_{Total}}{Número_{unidades}} = \frac{51.460}{1.000} = 51.46€$$

TOTAL por unidad (€)	51.46
-----------------------------	--------------

Tabla 7.15.-Costes de una tirada de mil unidades.

Bibliografía

Bibliografía utilizada

Libros:

[1] **Self, Douglas.** 'Audio power amplifier design'. Oxford: Ed:Focal press. 6ª Edición. 2010. ISBN: 0 7506 56360.

[2] **Cordell, Bob.** 'Audio Power Amplifiers'. McGraw-Hill. 3ª Edición. 2011. ISBN: 978-0-07-164025-1.

[3] **Mohan, Ned.** 'Power electronics: Converters, Applicationns and design. JOHN WILEY & SONS INC. 3ª Edición. 2006. ISBN: 9780471226932.

[4] **Piqué, Robert.** *Electronica de Potencia: Principios Fundamentales y Estructuras Básicas.* MARCOMBO UNIVERSITARIA. 1ª Edición. 2011. ISBN: 8426716695.

[5] **Self, Douglas.** 'Small signal audio design'. Oxford: Elsevier, 2010. ISBN 9780240521770.

[6] **Duncan, Ben.** 'High performance audio power amplifiers for music performance and reproduction'. Oxford: Newnes, 1996. ISBN 0750626291.

Apuntes d de diferentes escuelas, facultades o universidades

[7] **Herminio Martínez,** Electrónica para audio y video; 'Fuentes de alimentación'. Departamento de electrónica. Escola d'Enginyeria de Barcelona Est.

[8] **Herminio Martínez,** Electrónica para audio y video; 'Etapas de salida y amplificadores de potencia'. Departamento de electrónica. Escola d'Enginyeria de Barcelona Est.

[9] **Herminio Martínez,** Electrónica Analógica; 'Amplificador de instrumentación'. Departamento de electrónica. Escola d'Enginyeria de Barcelona Est.

[10] **José María Huerta,** Técnicas de control; 'Diseño de un compensador por avance de fase. Departamento de ingeniería de sistemas e informática industrial. Escola d'Enginyeria de Barcelona Est.

Trabajos universitarios

[11] **Briana Morey, Ravi Vasudevan, Ian Woloschin.** 'The design of a live audio Class D audio amplifier with greater than 90% efficiency and less than 1% distortion' WORCESTER POLYTECHNIC INSTITUTE. Mayo 2008.

[12] **Kevin Sangüesa Cremades.** ‘*Disseny d’un amplificador classe*’. Universitat Politècnica de Catalunya. Enero 2010.

Artículos de revistas, congresos y notas de aplicación de fabricantes.

[13] **International Rectifier,** ‘*Designing Practical High Performance Class D Audio Amplifier*’. Disponible en: <http://www.irf.com/product-info/audio/classdtutorial606.pdf>

[14] **International Rectifier. Jun Honda, Jonathan Adams,** ‘*Application Note AN – 1071. Class D audio amplifier basics.*’ Disponible en: <https://www.infineon.com/dgdl/an-1071.pdf?fileId=5546d462533600a40153559538eb0ff1>

[15] **International Rectifier,** ‘*High Power Class D Audio Power Amplifier using IR2011S.*’ Disponible en: <https://www.hobbielektronika.hu/forum/getfile.php?id=8233>

[16] **Anuja Namboodiri, Harshal S. Wani,** ‘*Unipolar and Bipolar PWM Inverter*’. International Journal for Innovative Research in Science & Technology. Disponible en: <http://www.ijirst.org/articles/IJIRSTV1I17111.pdf>

[17] **Analog devices. Eric Gaalaas,** ‘*Class D audio amplifiers: What, Why and How*’ Disponible en: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-40/number-2/articles/class-d-audio-amplifiers.pdf>

Datasheets de componentes

[18] **Texas instruments.** LM324. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm324-n.pdf>

[19] **Maxim Integrated.** MAX4295. Disponible en: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX4295.pdf>

[20] **International rectifier.** IR2110. Disponible en: <https://www.infineon.com/dgdl/ir2110.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e>

[21] **International rectifier.** IRF540N. Disponible en: <http://www.farnell.com/datasheets/67691.pdf>

Bibliografía recomendada

[22] **Franco, Sergio.** ‘*Diseño con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos*’. México, D.F.: Ed. McGraw–Hill Interamericana. 3ª Edición. 2005.

[23] **Fiore, James M.** *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales: teoría y aplicación*. Madrid: Thomson, cop. 2002. ISBN 8497320999.

[24] **Malvino, Albert Paul; David J. Bates.** '*Principios de Electrónica*'. México, D.F. Ed. McGraw-Hill Interamericana. 7a Edición. 2007. ISBN: 8448156196

[25] **Franklin, Gene F.; Powell, J. David; Emami-Naeini, Abbas.** '*Feedback control of dynamic systems. 3rd ed. Reading, Mass. [etc.]*': Addison-Wesley, cop. 1994. ISBN 0201527472.

Annexo A.-Planificación temporal del proyecto

Actividad	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Investigar + lectura de bibliografía															
Diagrama de bloques del sistema y elementos que los forman															
Diseño pre-amplificación y drivers															
Diseño etapa potencia															
Diseño realimentación															
Simulaciones															
Redactado del proyecto															
Correcciones del diseño															
Pruebas en protoboard															
Diseño PCB															
Implementación PCB															
Pruebas del prototipo															

